ББК 32.884.19
В80

Составитель Б. Г. Успенский

Рецензент кандидат технических наук В. Т. Поляков

В помощь радиолюбителю: Сборник. Вып. 92 / Сост.
В80 Б. Г. Успенский. — М.: ДОСААФ, 1986.— 78 с., ил.
30 к.

Приведены описания конструкций, принципиальных схем и методика расчета их некоторых узлов. Учтены интересы начинающих и квалифицированных радиолюбителей.
Для широкого круга радиолюбителей и специалистов.

В $\frac{2402020000 - 015}{072(02) - 86}$ 19—86 ББК32.884.19 6Ф2.9

ЗВУКОВАЯ ТЕХНИКА И СВЯЗЬ

ДВУХТАКТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НЧ

С. Полтавский

В последнее время в радиолюбительской практике находят применение низкочастотные усилительные устройства с широтно-импульсной модуляцией, позволяющие реализовать режим работы выходных каскадов в классе D. Такие устройства имеют ряд преимуществ по сравнению с классическими схемами усилителей низкой частоты, в частности высокий коэффициент полезного действия при любых уровнях сигнала и устойчивость к самовозбуждению. Вместе с тем усилители низкой частоты с широтно-импульсной модуляцией сложнее обычных и обладают недостатками из-за ограниченного частотного диапазона и повышенного уровня нелинейных искажений, что сужает область применения таких усилителей. Применение их перспективно в тех случаях, когда на первое место выдвигаются требования экономичности, надежности, стабильности при умеренных требованиях к качеству выходного сигнала: многоканальная громкоговорящая связь, селекторные устройства, мегафоны и т. п.

Выходная мощность рассматриваемого ниже усилителя определяется напряжением источника питания и сопротивлением нагрузки. При применении указанных на принципиальной схеме деталей усилитель развивает мощность 100 Вт при коэффициенте нелинейных искажений примерно 2 %. Рабочий диапазон усилителя от 10 до 10 000 Гц при неравномерности амплитудно-частотной характеристики не более 3 дБ. Входное сопротивление 5 кОм. Коэффициент полезного действия $\eta = 87$ %.

Структурная схема усилителя с широтно-импульсной модуляцией приведена на рис. 1.

Генератор тактовых импульсов (ГТИ) вырабатывает импульсы, поступающие на вход широтно-импульсного модулятора. Длительность импульсов модулятора пропорциональна амплитуде входного сигнала низкой частоты. Импульсный сигнал с переменной скважностью усиливается по мощности выходным каскадом, работающим в ключевом режиме, и поступает на вход фильтра низких частот (ФНЧ), где осуществляется фильтрация высокочас-

тотных составляющих и демодуляция сигнала. Среднее значение напряжения на нагрузке определяется выражением:

$$U_н = U_0 \frac{\tau_м}{T_и} = U_0 \gamma,$$

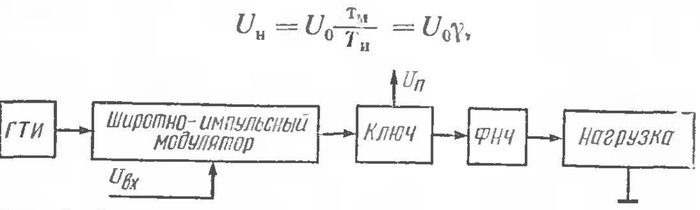


Рис. 1. Структурная схема усилителя с широтно-импульсной модуляцией

где U_0 — амплитуда напряжения выходного импульса, практически равная напряжению питания; $T_и$ — период тактовых импульсов; $\tau_м$ — длительность импульса широтно-импульсного модулятора; $\gamma = \frac{\tau_м}{T_и}$ — коэффициент заполнения импульсов.

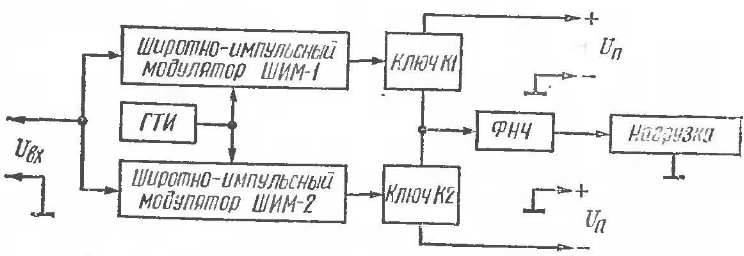


Рис. 2. Структурная схема двухтактного усилителя

Рабочую точку такого усилителя (режим покоя) выбирают при $\gamma = 0{,}5$; при этом в нагрузке выделяется значительная мощность, что приводит к уменьшению коэффициента полезного действия усилителя до 0,5 и менее. Это зависит от качества ФНЧ. Наличие значительной постоянной составляющей в выходном напряжении уменьшает эффективность динамических головок, приводит к подмагничиванию выходных трансформаторов и резко увеличивает коэффициент нелинейных искажений. Этот недостаток особенно проявляется, когда получают большую выходную мощность (десятки — сотни ватт). При этом требуется применение разделительного конденсатора с большой емкостью.

Повышение КПД и реализация режима работы без постоянной составляющей достигаются применением двухтактного усилителя, структурная схема которого приведена на рис. 2. При усилении положительной полуволны входного сигнала работает только ключ *К1*, отрицательной — ключ *К2*. Среднее значение силы тока в нагрузке за период входного сигнала равно нулю, следовательно, отсутствует постоянная составляющая.

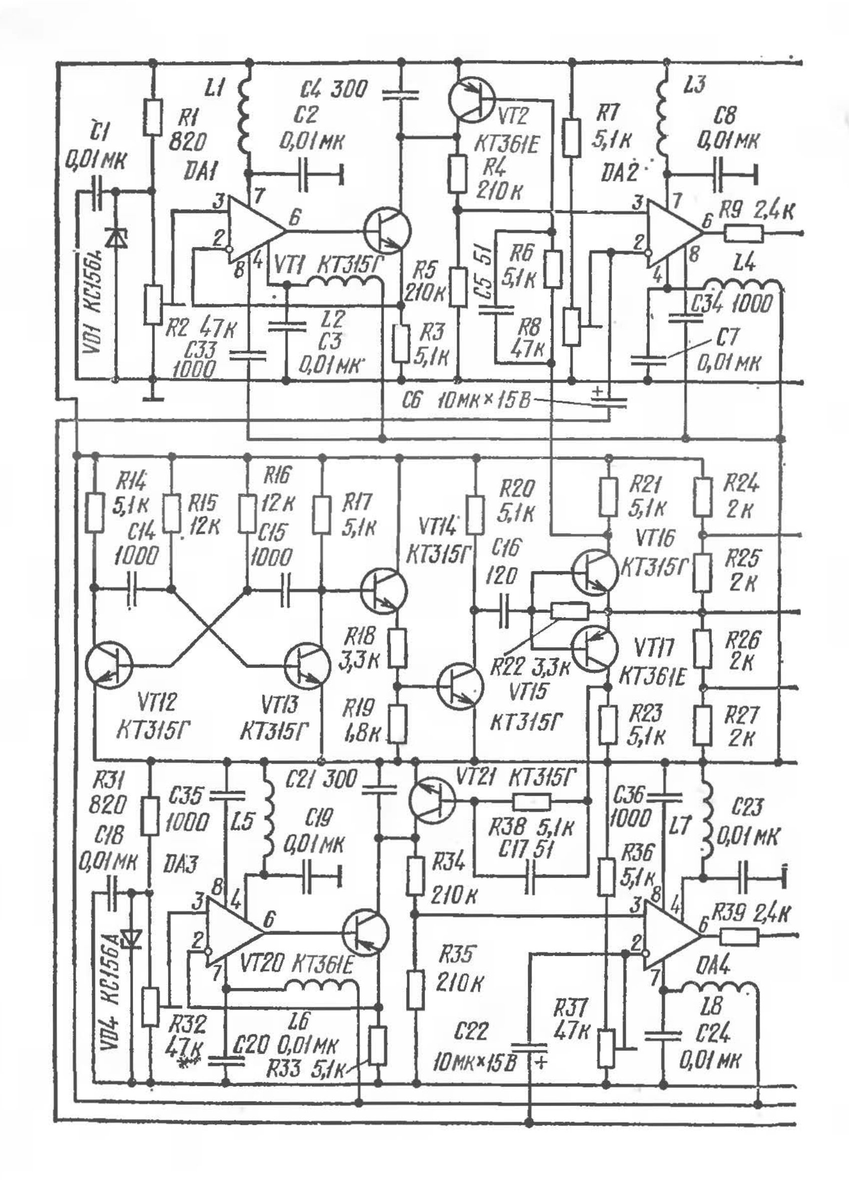
Усилитель содержит два широтно-импульсных модулятора: ШИМ-1 для преобразования положительной полуволны входного сигнала и ШИМ-2 — для отрицательной полуволны.

Принципиальная схема двухтактного усилителя с широтно-импульсной модуляцией приведена на рис. 3.

В ШИМ-1 и ШИМ-2 для получения импульсов, модулированных по длительности, используется метод сравнения линейного пилообразного напряжения с медленно меняющимся (по сравнению с тактовой частотой) входным напряжением. Управление генераторами пилообразного напряжения осуществляется при помощи генератора тактовых импульсов. Частота следования импульсов около 100 кГц.

В качестве генератора тактовых импульсов используется симметричный мультивибратор *VT12* и *VT13*. Через согласующий усилитель (*VT14* и *VT15*) тактовые импульсы (рис. 4, *А*) поступают на формирователь последовательности разнополярных импульсов (*VT16* и *VT17*), сдвинутых относительно друг друга на половину периода тактовых импульсов. На коллекторных нагрузках импульсных формирователей образуется последовательность разнополярных импульсов с малой длительностью, которые поступают на управляющие входы широтно-импульсных модуляторов (рис. 4, *Б*). Поскольку принцип действия широтно-импульсных модуляторов одинаков, рассмотрим работу одного из них, например ШИМ-1.

Усилитель *DA1* и транзистор *VT1* образуют регулируемый генератор тока, сила которого равна отношению напряжения на неинвертирующем входе усилителя *DA1* к сопротивлению резистора *R3*. Это справедливо, если коэффициент передачи тока транзистора *VT1* велик (равен 100 и более), т. е. значения его эмиттерного и коллекторного токов близки и базовым током можно пренебречь. Формирование пилообразного напряжения достигается за счет зарядки емкости конденсатора *C4* коллекторным током транзистора *VT1* в течение периода тактовых импульсов.



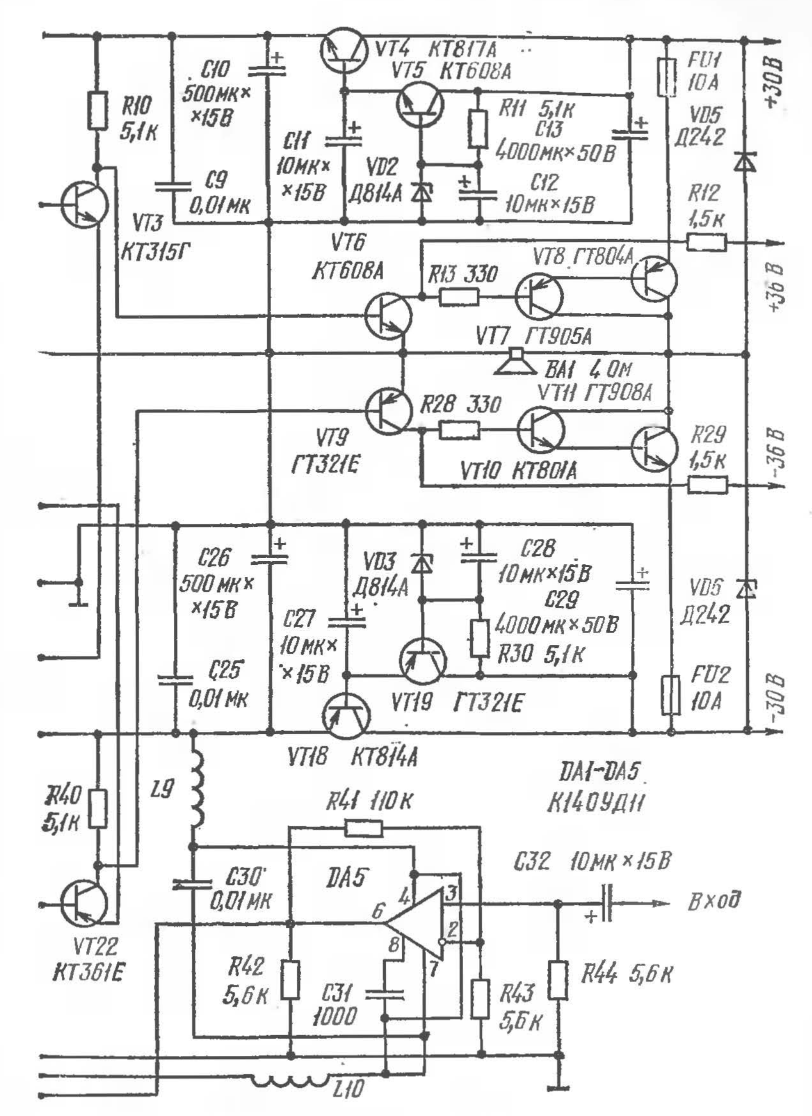


Рис. 3. Принципиальная схема двухтактного импульсного усилителя низкой частоты

Напряжение на конденсаторе *C4* и напряжение на переходе коллектор — эмиттер транзистора *VT1* изменяются в широких пределах, но ток зарядки стабилен благодаря использованию усилителя *DA1*. Благодаря этому достигнута хорошая линейность широтно-импульсного преобразования. Можно изменить масштаб этого преобразования, регулируя переменным резистором *R2* ток зарядки конденсатора *C4* и амплитуду пилообразного напряжения. Один раз за период конденсатор *C4* быстро разряжается через открывающийся транзистор *VT2*, управляемый импульсами с коллекторной нагрузки транзистора *VT16*.

Пилообразное напряжение с выхода ГПН, выделяющееся на резисторе *R5*, поступает на неинвертирующий вход сравнивающего устройства на усилителе *DA2*, который работает в режиме компаратора (рис. 4, *В*). При нулевом входном сигнале начальное смещение на инвертирующем входе, обеспечивающее минимальную длительность положительных импульсов на коллекторе транзистора *VT3*, устанавливается переменным резистором *R8*. При подаче на этот же вход модулирующего напряжения на выходе сравнивающего устройства (коллектор транзистора *VT3*) получаются импульсы, длительность которых пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения, причем в течение отрицательного полупериода модулирующей частоты импульсные сигналы на выходе сравнивающего устройства отсутствуют (рис. 4, *Г*).

В течение отрицательного полупериода входного напряжения импульсы, модулированные по длительности, появляются на выходе сравнивающего устройства ШИМ-2 (рис. 4, *Д*).

Выходные сигналы ШИМ-1 и ШИМ-2 усиливаются по мощности ключевыми каскадами на транзисторах *VT6* — *VT11*.

Обычно для фильтрации высокочастотных составляющих последовательно с нагрузкой включают дроссель, параллельно — конденсатор. Здесь демодуляция низкочастотного сигнала осуществляется динамической головкой *BA1*. Для выполнения этих функций с заданным коэффициентом нелинейных искажений требуется соблюдение условия:

$$T_{\text{и}} < \frac{L}{R} < T_{\text{м}},$$

где $T_{\text{и}}$ — период тактовых импульсов; $T_{\text{м}}$ — период верхней частоты рабочего диапазона усилителя; *L* —

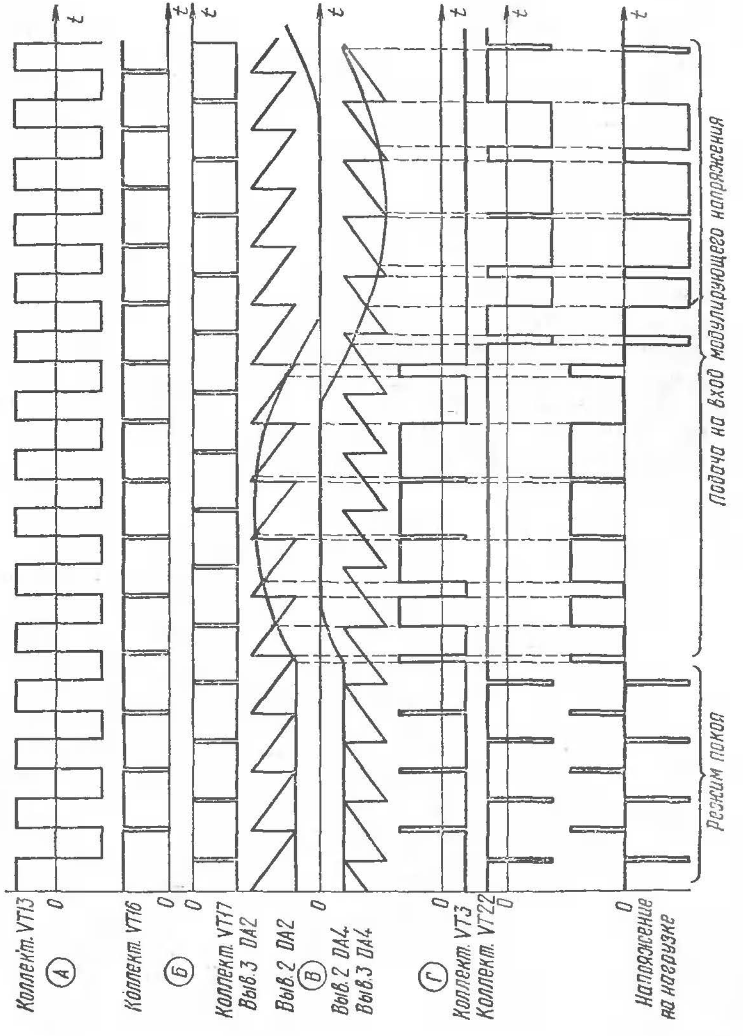
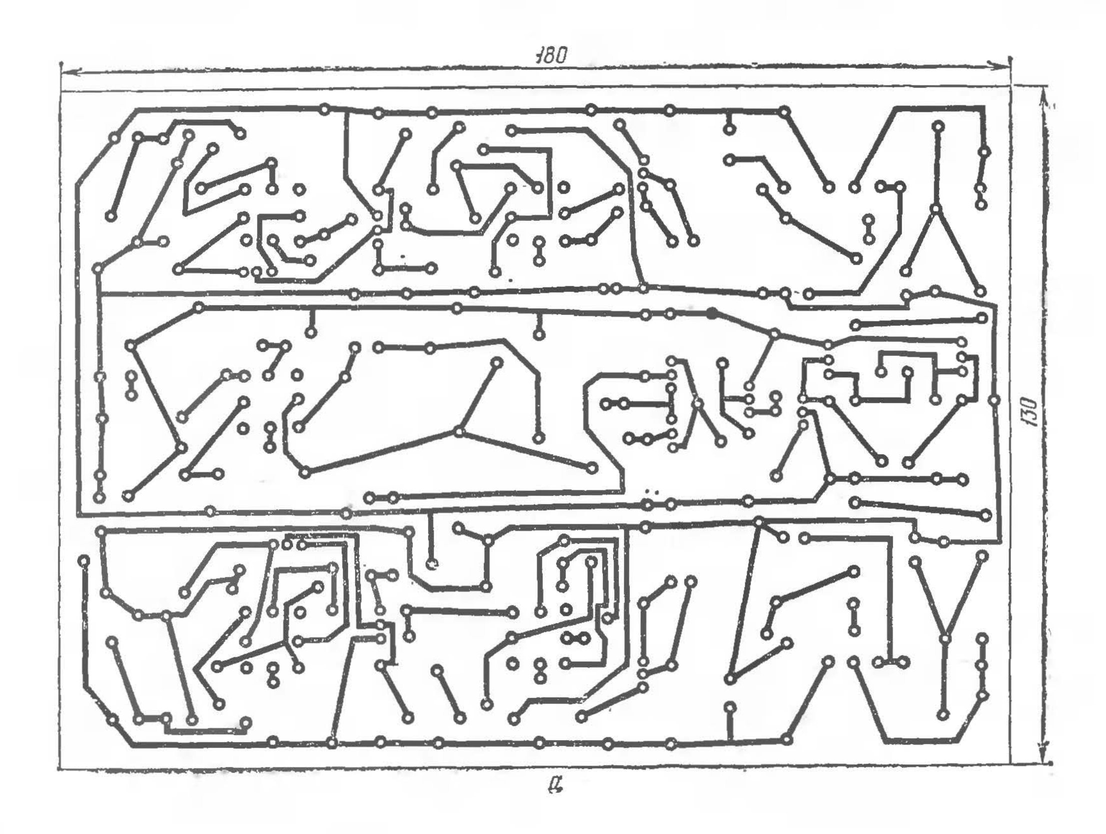


Рис. 4. Диаграмма напряжений в импульсном усилителе



2*

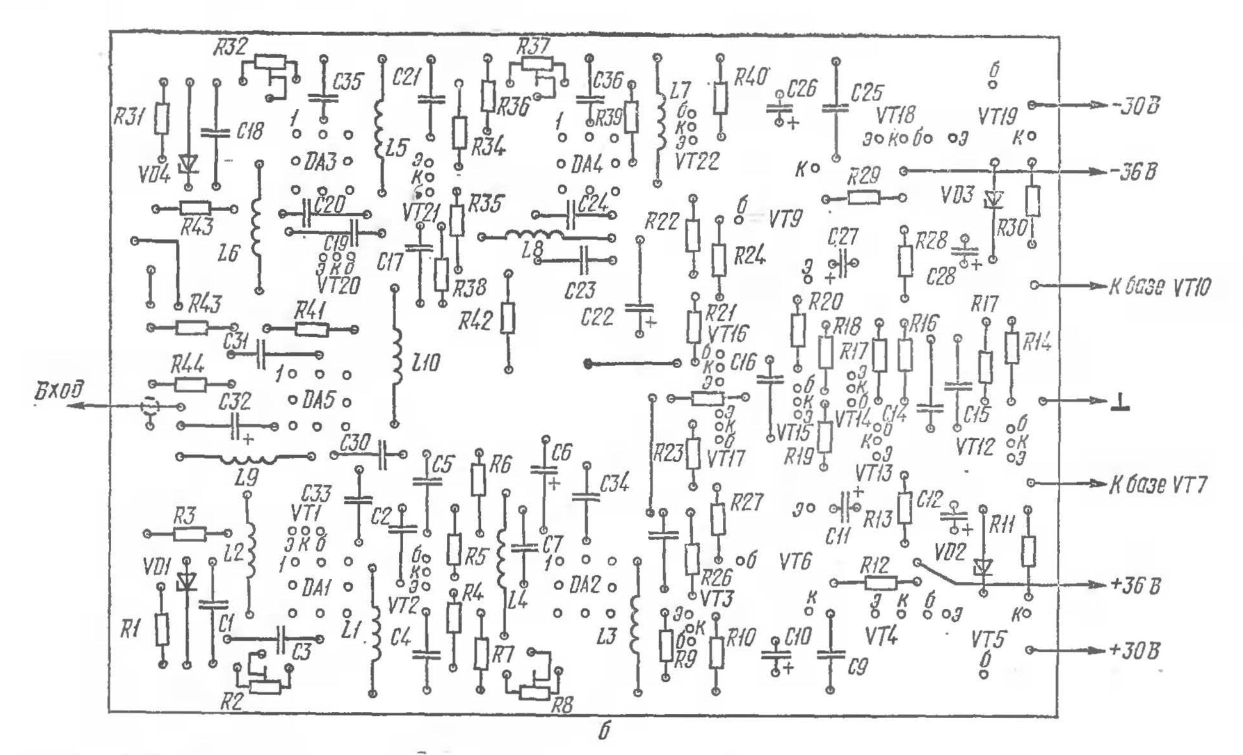


Рис. 5. Печатная плата импульсного усилителя: *а* — печатный монтаж; *б* — расположение элементов

индуктивность динамических головок; *R* — активное сопротивление динамических головок.

При использовании динамических головок с сопротивлением 3...4 Ом индуктивность их должна быть не менее $2 \cdot 10^{-4}$ Гн. Невыполнение этого условия приводит к увеличению коэффициента нелинейных искажений.

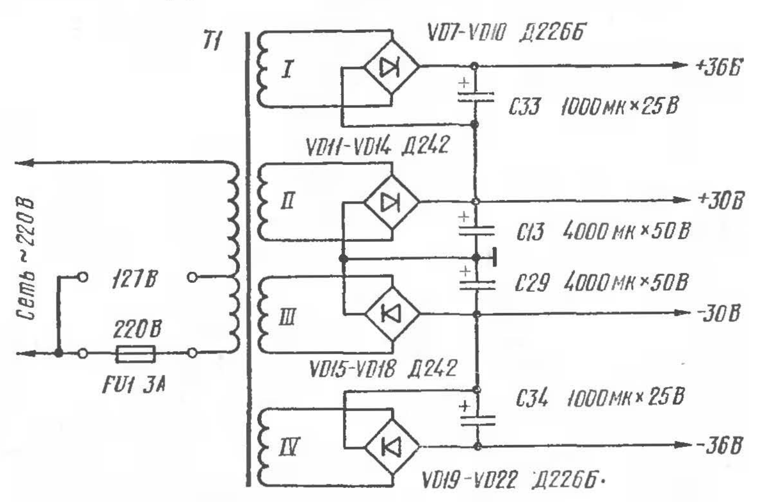


Рис. 6. Принципиальная схема блока питания

Диоды *VD5* и *VD6* служат для предотвращения перенапряжений на индуктивной нагрузке при коммутации ключей выходных каскадов.

Каскад на операционном усилителе *DA5* служит для предварительного усиления входного сигнала. Максимальная амплитуда входного сигнала 250 мВ.

На транзисторах *VT4* — *VT5* и *VT18* — *VT19* и стабилитронах *VD2* и *VD3* выполнены стабилизаторы напряжения +7 В и —7 В для питания широтно-импульсных модуляторов и предварительного усилителя.

Усилитель смонтирован на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита размером 180 × 130 × 1,5 мм. Чертежи печатной платы и расположения деталей приведены на рис. 5.

Выходные транзисторы ключевых каскадов *VT7* — *VT8* и *VT10* — *VT11* установлены на радиаторе из алюминиевой пластины размером 180 × 60 × 5 мм.

Блок питания усилителя содержит нестабилизированные источники постоянного напряжения ±30 В и ±36 В. Принципиальная схема блока питания приведена на рис. 6. Трансформатор *1* собран на магнитопроводе ПЛМ 25 × × 40 × 58. Первичная обмотка содержит 400 + 300 витков провода ПЭВ-2 1,0. Вторичные I и IV — по 14 витков провода ПЭВ-2 0,23. Обмотки II и III содержат по 70 витков ПЭВ-2 1,5.

В усилителе транзисторы КТ315Г и КТ608А можно заменить транзисторами серий КТ601, КТ602; КТ361Е — транзисторами КТ326А, КТ313А; ГТ321Е — транзистором КТ203А; КТ817А — транзистором КТ807А. Дроссели *L1*—*L10* могут быть намотаны проводом ПЭЛ-0,1 на резисторе МЛТ-0,5 сопротивлением 100...200 кОм до заполнения.

Резисторы *R2*, *R8*, *R32*, *R37* — СП-1б; *R13*, *R28* — МЛТ-2, остальные — МЛТ-0,25. Конденсаторы *C10* — *C13*, *C26* — *C29*, *C33*, *C34* — К50-6; *C6*, *C24*, *C32* — К50-3, остальные — КМ-6, КТ-1.

Настройка усилителя сводится к установке равных амплитуд пилообразного напряжения на резисторах *R5* и *R35* с помощью переменных резисторов *R2*, *R32*, причем амплитуда пилообразного напряжения выбирается равной максимальной амплитуде модулирующего напряжения на выходе предварительного усилителя *DA5*. Резисторами *R8* и *R37* выбирают зону нечувствительности (предотвращение искажений типа «ступенька»), для чего, как было указано выше, в отсутствии сигнала на входе устанавливают наименьшую возможную длительность положительных импульсов на коллекторе транзистора *VT3* и отрицательных — на коллекторе транзистора *VT22*.

МНОГОКАНАЛЬНОЕ ПЕРЕГОВОРНОЕ УСТРОЙСТВО

Г. Павин

Большинство проводных переговорных устройств строится по принципу передачи в линию мощного сигнала звуковых частот, который непосредственно воздействует на громкоговоритель. С точки зрения помехозащищенности канала связи этот способ наиболее приемлем. При передаче слабых сигналов в линию с последующим их усилением неизбежно усиление и посторонних наведенных сигналов (помех). Это делает невозможным качественную передачу сигнала по незащищенным линиям. Таким образом,

применение первого способа более оправданно, но здесь возникает проблема другого рода. Участок линии, соединяющий между собой переговорные устройства, становится частью нагрузки, что снижает мощность полезного сигнала на приемной стороне и уменьшает коэффициент полезного действия всего устройства. Например, по линии длиной 250 м и более, выполненной проводом сечением 1 мм², на приемную сторону поступает всего 50 % мощности полезного сигнала. Следовательно, применение такой схемы передачи тоже весьма ограничено.

Третий путь, позволяющий устранить перечисленные выше недостатки,— это передача полезного сигнала путем преобразования его спектра с последующей демодуляцией на приемной стороне.

Среди существующих способов модуляции несущей приемлемой можно считать широтно-импульсную. Если ограничить сверху спектр передаваемого полезного сигнала до 3500...4000 Гц, допустимо использовать несущую с частотами 50...60 кГц при отсутствии заметных на слух искажений (более тех, что вызваны снижением верхней граничной частоты передаваемого сигнала). Кроме того, широтно-импульсная модуляция позволяет применять сравнительно простые схемные решения для осуществления многоканальной связи по двум проводам.

Целью работы по созданию переговорного устройства с использованием принципа широтно-импульсной модуляции было желание разработать устройство хотя и более сложное, чем те, что выпускаются промышленностью и поступают в розничную торговлю, но с более широкой сферой применения (Дворцы пионеров, школы, различные учреждения с небольшой численностью работников и т. д.). Применение описываемого переговорного устройства в таких организациях оправданно в связи с увеличением числа абонентов, подключаемых к общей двухпроводной линии, и возможностью персонального вызова любого абонента.

Техническая характеристика устройства

Выходная мощность УНЧ, мВт	100
Полоса воспроизводимых частот УНЧ, Гц	50...10 000
Полоса воспроизводимых частот сквозного канала, Гц	300...5000
Чувствительность селективного реле приемника, мВ, не хуже	3
Разнос рабочих частот приемников, кГц, не менее	3
Амплитуда выходных импульсов передатчика, В, не менее	5
Тип модуляции	Широтно-импульсная
Диапазон рабочих частот генератора несущей, кГц	80...140
Уход частоты генератора несущей за 60 с работы после включения, %	+0,05
Тип линии связи	Любая двухпроводная, с сечением проводников от 0,05 мм² и более

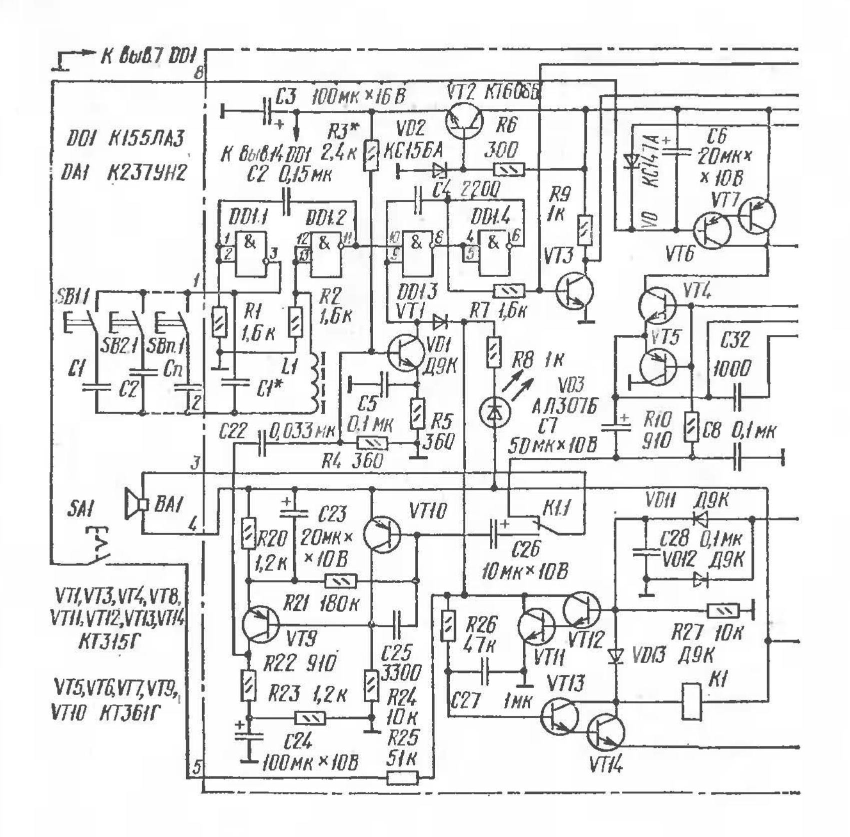
Принципиальная схема устройства изображена на рис. 1. В состав его входят: генератор несущей частоты и ждущий мультивибратор (*DD1*), импульсный усилитель (*VT3*), стабилизатор (*VT2*), модулятор (*VT1*), микрофонный усилитель (*VT9*, *VT10*), что в целом представляет собой передающую часть устройства.

В состав приемной части входят: широкополосный усилитель (*DA2*), селективное реле (*VT6* — *VT8*), устройство блокировки (*VT11* — *VT14*).

Генератор несущей частоты передающей части устройства выполнен на двух логических элементах 2И—НЕ (*DD1.1* — *DD1.2*), включенных по схеме мультивибратора с последовательным резонансным контуром в цепи обратной связи. Катушка индуктивности *L1* и конденсатор *C1* являются основными частотозадающими элементами. Подключение дополнительных конденсаторов параллельно *C1* кнопками вызова позволяет дискретно перестраивать частоту генератора и тем самым осуществлять выбор нужного абонента.

Генератор несущей частоты вырабатывает прямоугольные импульсы, используемые для запуска ждущего мультивибратора (*DD1.3*, *DD1.4*), который совместно с модулятором (*VT1*) осуществляет широтно-импульсную модуляцию несущей частоты сигналом, поступающим от микрофонного усилителя. Длительность импульсов ждущего мультивибратора зависит от сопротивления перехода коллектор—эмиттер транзистора *VT1*. Оно управляется переменным напряжением, поступающим от микрофонного усилителя на транзисторах *VT9*, *VT10*. Функции микрофона в данном устройстве выполняет громкоговоритель *BA1*. Цепь отрицательной обратной связи усилителя через конденсатор *C25* ограничивает сверху полосу воспроизводимых частот.

С вывода *6* элемента *DD1.4* модулированные по длительности импульсы поступают на импульсный усилитель, выполненный на транзисторе *VT3*. Импульсы с коллекторной



нагрузки транзистора *VT3* проходят на выход устройства в том случае, если нажата какая-либо кнопка вызова абонента ($SB1$ — SB_n) и в линию связи не поступают сигналы от других устройств. Блокировку передающего устройства в последнем случае осуществляет транзисторное реле на элементах *VT11* — *VT14*, которое запрещает работу ждущего мультивибратора путем шунтирования входа *9* элемента *DD1.3* через диод *VD1*.

С учетом чувствительности приемника, которая определяется в основном усилителем *DA2*, сигналом помехи можно считать только сигналы местных мощных радиовещательных станций с частотами несущей, близкими к частоте работы переговорного устройства. Эффективным средством борьбы с помехой такого рода является настроенный на частоту помехи режекторный контур *L3C32*.

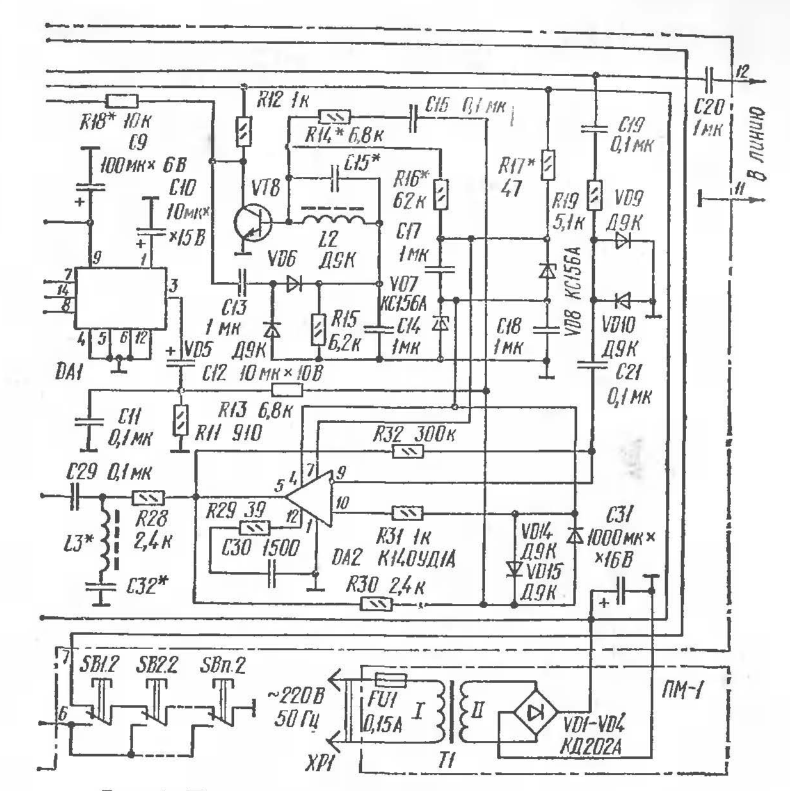
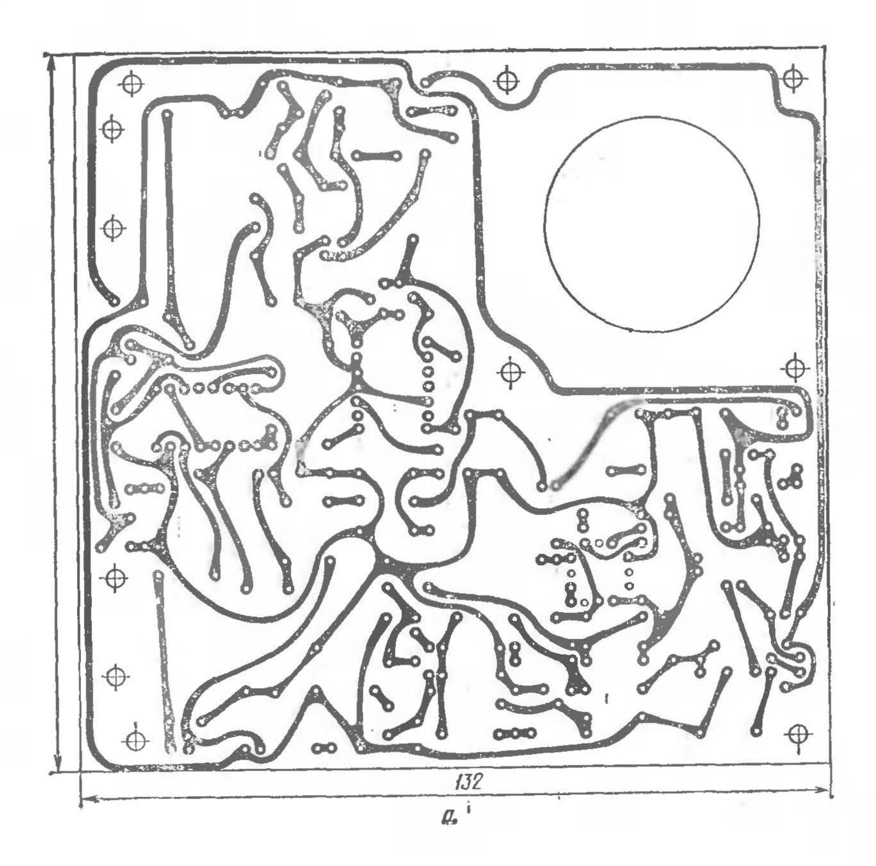


Рис. 1. Принципиальная схема переговорного устройства

Другие источники помех, как показала практика, на работу устройства не влияют. Таким образом, только наличие полезного сигнала в линии после его усиления усилителем *DA2* способно вызвать срабатывание транзисторного реле. Добавим, что оно управляет контактным реле *K1*, которое осуществляет переключение динамической головки *BA1* из режима громкоговорителя в режим микрофона, т. е. отключает ее от выхода УНЧ (*DA1*) и присоединяет ко входу микрофонного усилителя.

В случае отсутствия сигнала в линии при нажатии переключателя SB_n, служащего для вызова абонента, срабатывает реле *K1* и сигнал несущей поступает в линию. Система блокировки в этом случае не действует, так как коллекторный переход транзистора *VT14* через диод *VD13* шунтирует базу транзистора *VT12*.



В режиме приема полезный сигнал с линии поступает на вход усилителя *DA2* через цепочку *C19R19VD9VD10C21*, назначение которой — ограничение амплитуды сигнала на входе усилителя в режиме передачи. В режиме приема ограничения не происходит, если сигнал не отпирает диоды *VD9*, *VD10*. Усиленный сигнал поступает через диодный ограничитель *VD14*, *VD15* и цепочку *R14C16* на селективное реле *VT8* и затем на *VT6*, *VT7*. Ограничение сигнала по уровню необходимо для того, чтобы обеспечить постоянство напряжения несущей на входе селективного реле независимо от напряжения линии в точке приема и тем самым повысить стабильность его срабатывания. Полоса частот, в которой срабатывает реле, определяется не

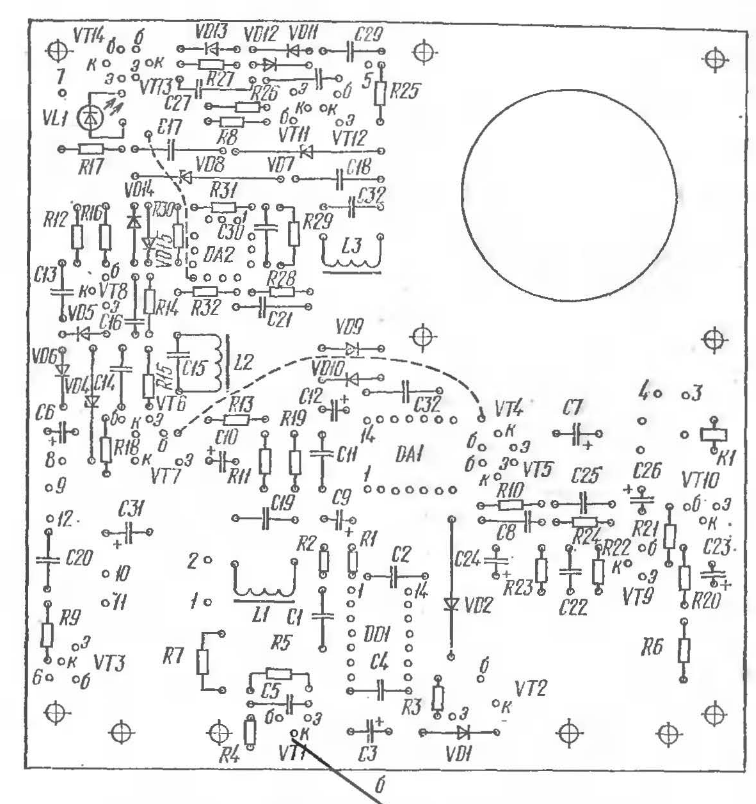


Рис. 2. Печатная плата переговорного устройства:
а — печатный монтаж; *б* — расположение элементов

только добротностью контура *L2C15*, задающего резонансную частоту реле, но и значением сигнала на его входе. Можно добиться полосы срабатывания реле всего в несколько сотен герц, но в этом случае резко повышается возможность отказа как по причине излишне увеличенной чувствительности, так и по причине возможного рассогласования по частоте приемника и передатчика. Поэтому не рекомендуется делать полосу чувствительности менее 2...2,5 кГц. В диапазоне частот несущей от 80 до 140 кГц при полосе чувствительности 3 кГц возможна работа 20 приемопередающих устройств.

При совпадении первой гармоники сигнала в линии с частотой настройки контура *L2C15* усиленное транзи-

стором *VT8* напряжение выпрямляется диодами *VD5*, *VD6* и снова воздействует на базу транзистора *VT8*, открывая его до насыщения. Вслед за этим отпирается составной транзистор *VT6*, *VT7*, что приводит к подаче напряжения питания на УНЧ *DA1*.

Одновременно сигнал с линии, пройдя через ограничитель *VD11*, *VD15*, поступает на демодулятор приемника, представляющий собой интегрирующую цепочку *R13C11R11*. Здесь изменение длительности входных импульсов преобразуется в переменное напряжение звуковой частоты.

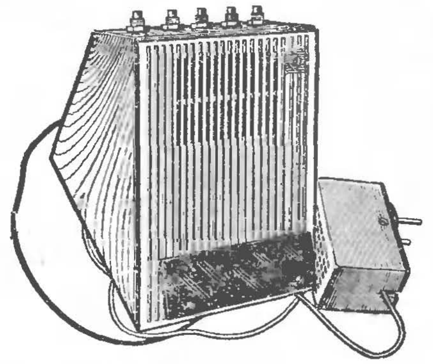


Рис. 3. Внешний вид переговорного устройства

С помощью переключателя *SA1* на базу составного транзистора *VT6*, *VT7* подается сигнал отрицательной полярности относительно питающего провода. В результате составной транзистор насыщается, и устройство включается на прием независимо от частоты сигнала в линии, т. е. одновременно включаются все переговорные устройства при работе любого из них в режиме передачи.

К о н с т р у к ц и я   у с т р о й с т в а. При разработке устройства была предпринята попытка использовать часть деталей и корпус от переговорного устройства «Связь», выпускаемого промышленностью. Таким образом, размеры печатной платы (рис. 2) вновь разработанного устройства соответствуют размерам печатной платы промышленного образца. Сохранены также контактные группы клавиши вызова. На верхней панели корпуса установлены кнопочные переключатели КМ2-1 по числу предполагаемых абонентов; с учетом клавиши вызова, оставшейся от старой конструкции,— не более пяти (рис. 3). При большем числе абонентов можно вынести переключатели в отдельный пульт, соединив его с основным устройством экранированным кабелем длиной не более 1 м.

Все элементы переговорного устройства размещены на печатной плате размером 132 × 122 мм. Катушки индуктивности намотаны на пластмассовых каркасах и установ-

лены в ферритовые броневые сердечники СБ-12. Катушки *L1* и *L2* — одинаковые, содержат 100 витков провода ЛЭШО-7 × 0,07.

Контур *L3C32* настроен на частоту 645 кГц* при следующих параметрах катушки индуктивности: сердечник СБ-12, число витков — 120, провод ПЭВ-2 0,1, емкость конденсатора *C32* 43 пФ.

Катушки индуктивности установлены на пластмассовых основаниях с жесткими выводами. Такая конструкция катушек, а также то, что керн сердечника сошлифован по длине на 0,1...0,2 мм, повышает температурную стабильность контуров.

Громкоговоритель — любой на номинальную мощность 0,1...0,2 Вт. Реле РЭС-10, РС4.524.303. Остальные детали следующих типов: конденсаторы электролитические К50-6 (К50-16); конденсаторы постоянной емкости, кроме контурных, любого типа, малогабаритные (КЛС, КМ). Конденсаторы емкостью 1,0 мкФ — КМ6. Контурные конденсаторы — КД, КТ, КСО, КЛГ.

Все резисторы — ОМЛТ, МЛТ или ВС с номинальной мощностью 0,125 Вт.

Вместо указанных на схеме транзисторов возможны следующие замены:

КТ315Г— на КТ315 с любым буквенным индексом, *VT4*— на МП37;

КТ361Г — на КТ361 с любым буквенным индексом или германиевые; *VT5*, *VT6*, *VT9*, *VT10* — на МП40, МП42; *VT7* — на МП26.

Вместо указанных на схеме диодов возможны замены:

Д9К — на Д9 с любым буквенным индексом или кремниевые КД503А, кроме *VD1*, который желательно применить из серии Д9;

светодиод АЛ307 — на АЛ102.

Питание устройства осуществлено от источника питания промышленного изготовления ПМ-1, используемого для питания электрифицированных игрушек. Количество витков вторичной обмотки сетевого трансформатора увеличено на 27 проводом ПЭВ-2 0,6.

---

* В зависимости от частоты мешающей радиостанции. — *Прим. сост.*

Из корпуса переговорного устройства удален контейнер для сухих элементов, но для сохранения внешнего вида задней стенки крышка контейнера оставлена на месте.

Контурные конденсаторы распаиваются непосредственно на переключателе.

Основная работа по настройке сводится к установке несущих частот. Настройку следует проводить при полностью законченном монтаже и тщательно зажгутованных проводах, соединяющих кнопочные переключатели с основной платой. Настройка производится подбором конденсаторов C_n до получения требуемого значения частоты. Измерение частоты лучше всего производить цифровым частотомером на выходе устройства в режиме «Передача». Возможно параллельное соединение контурных конденсаторов, но не более трех. Установку частоты следует начинать с самой низкочастотной точки диапазона.

Настройку контура *L2C15* возможно произвести предварительно вне устройства, а затем уже в составе схемы селективного реле. Для этого в режиме приема на линейный выход устройства необходимо подать сигнал с генератора напряжением 30...40 мВ и, плавно перестраивая частоту последнего, добиться срабатывания схемы и появления напряжения на выводе *9* усилителя *DA1*. Если этого не произошло, то следует подобрать резисторы *R14* и *R16* таким образом, чтобы полоса чувствительности оказалась не уже, чем 3 кГц. Полосу чувствительности следует определять, замечая частоты срабатывания по шкале генератора при подходе к частоте резонанса контура *L2C15* снизу и сверху.

Кроме того, может потребоваться некоторая корректировка сопротивления резистора *R3*. Следует стремиться к тому, чтобы длительность импульсов τ, генерируемых ждущим мультивибратором, была равна (0,4...0,5) T, где T — длительность периода колебаний в самой высокочастотной точке рабочего диапазона. Это условие определяет максимальную протяженность рабочего диапазона в 60 кГц. При нарушении неравенства $4 \geqslant T/\tau \geqslant 2$ в любой точке рабочего диапазона возможно появление заметных искажений.

ЭЛЕКТРОНИКА В НАРОДНОМ ХОЗЯЙСТВЕ И В БЫТУ

ЭХОЛОТ

В. Тимофеев

Предлагаемый читателям эхолот отличается от описанных ранее (например, в журнале «Радио» № 12, 1973 г. и № 10, 1981 г.) бóльшей глубиной измерения и наличием только одного источника питания. Для приема отраженных от дна водоема сигналов используется отдельный пьезопреобразователь, что позволяет упростить принципиальную схему эхолота и значительно облегчить его налаживание.

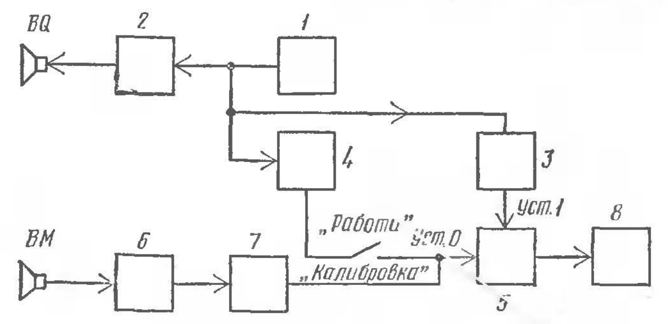
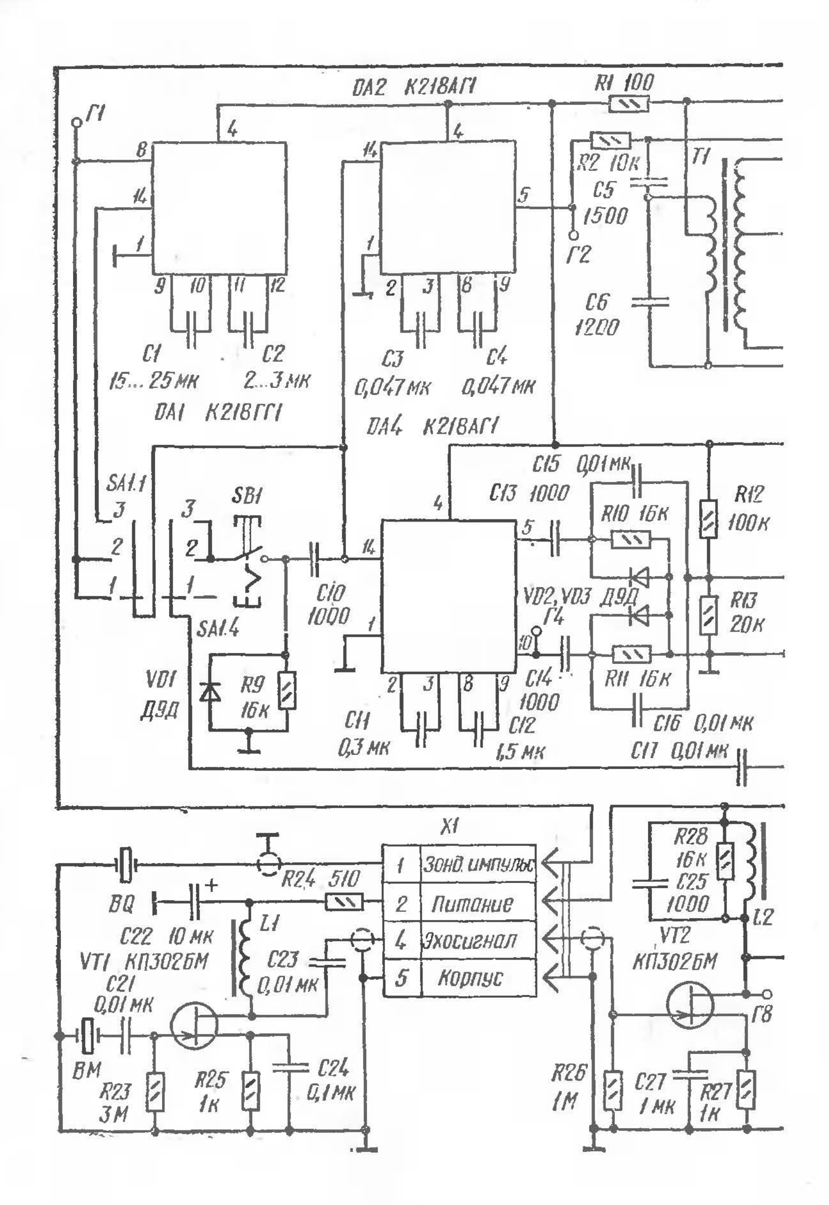


Рис. 1. Структурная схема эхолота

Прибор позволяет измерять глубины от 0,5 до 50 м с погрешностью, не превышающей 3...5 %. Диапазон измерений разбит на два поддиапазона: до 10 и до 50 м. На каждом из поддиапазонов имеется возможность проверки функционирования прибора по внутреннему генератору сдвинутых импульсов, имитирующих заданные глубины. Питание эхолота осуществляется от источника с напряжением 9 В, потребляемый ток не превышает 80 мА.

Структурная схема эхолота изображена на рис. 1. Тактовый генератор *1* запускает формирователь *2* зондирующих импульсов, генератор *3* парных импульсов и генератор *4* сдвинутых импульсов. Зондирующие импульсы подаются на излучатель *BQ*, с помощью которого преобразуются в акустический сигнал, распространяющийся в сторону дна водоема. Парные импульсы используются для установки триггера *5* в единичное состояние. Триггер *5*



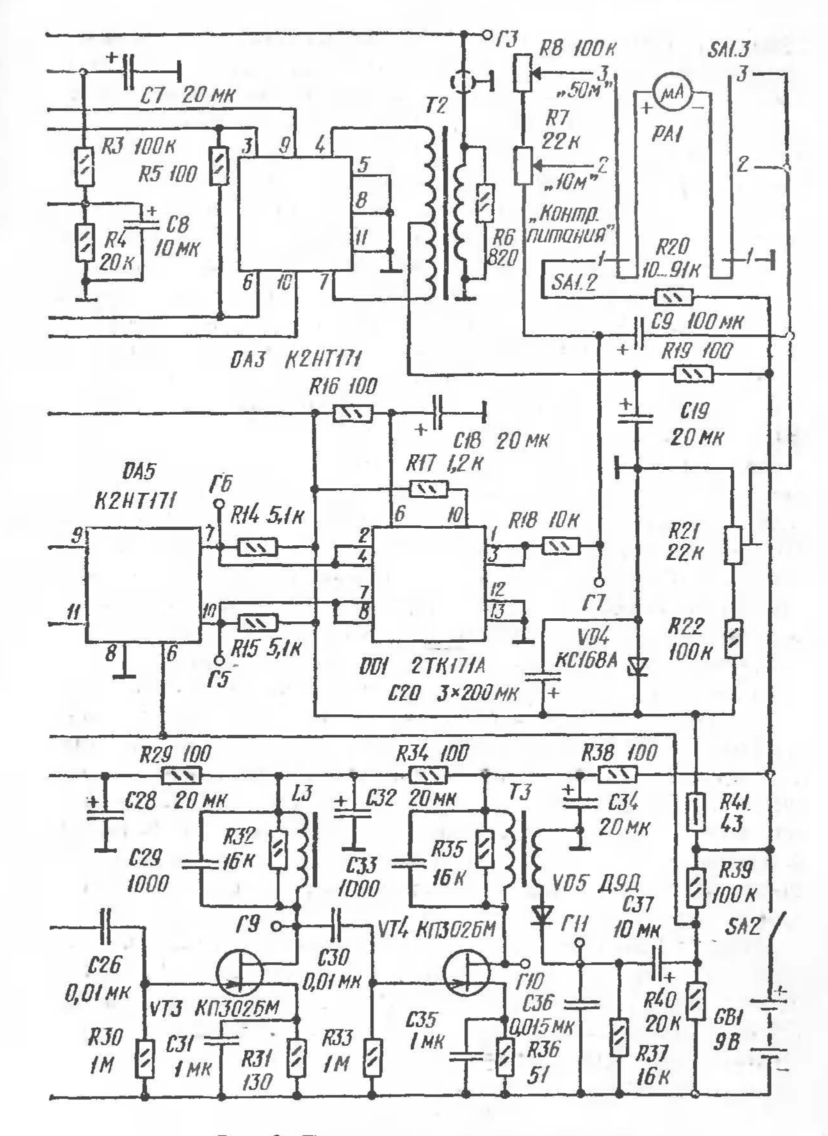


Рис. 2. Принципиальная схема эхолота

3 5-834

устанавливается в нулевое состояние выходным сигналом приемного тракта, образованного микрофоном *BM*, принимающим отраженный от дна водоема акустический сигнал, усилителем *6* радиоимпульсов и детектором *7*. В выходном напряжении усилителя *6* помимо отраженного от дна водоема сигнала будет присутствовать импульс, обусловленный влиянием наводок передающего тракта на приемный. Наведенный импульс имеет более сложную форму, чем зондирующий, и бóльшую длительность. Его передний фронт несколько запаздывает по отношению к фронту зондирующего импульса. Поэтому он возвращает триггер в нулевое состояние сразу же после того, как тот был установлен в единичное состояние первым парным импульсом. Второй парный импульс снова устанавливает триггер в единичное состояние, а отраженный от дна эхосигнал возвращает в нулевое.

Таким образом, в течение каждого такта триггер *5* дважды устанавливается в каждое из состояний, а на его выходе будут иметь место два импульса. Первый из них имеет постоянную длительность, которая определяется временным интервалом между фронтами первого парного и наведенного импульсов. Длительность второго будет пропорциональна измеряемой глубине за вычетом постоянного расстояния, которое акустический сигнал проходит в воде за время, равное интервалу между парными импульсами. Возврат триггера в нулевое состояние наведенным импульсом приводит к возникновению систематической погрешности измерений, которая впоследствии легко может быть скомпенсирована, поскольку является постоянной на обоих диапазонах. Индикатор *8* измеряет среднее значение напряжения триггера, пропорциональное измеряемой глубине.

Генератор сдвинутых импульсов дает возможность имитировать импульсы, отраженные с глубин 10 и 40 м. Он подключается к входу установки нуля триггера в режиме проверки функционирования прибора и его калибровки. В этом режиме эхосигнал в приемном тракте должен отсутствовать, что достигается соответствующей ориентацией блока излучатель—микрофон. В рабочем режиме этот генератор от входа триггера отключается.

Принципиальная схема эхолота изображена на рис. 2, а диаграммы напряжений — на рис. 3. Тактовым генератором является автоколебательный мультивибратор *DA1*. Его выходное напряжение через контакты переключателя *SA1.1* подается на одновибраторы *DA2* и *DA4*, а также

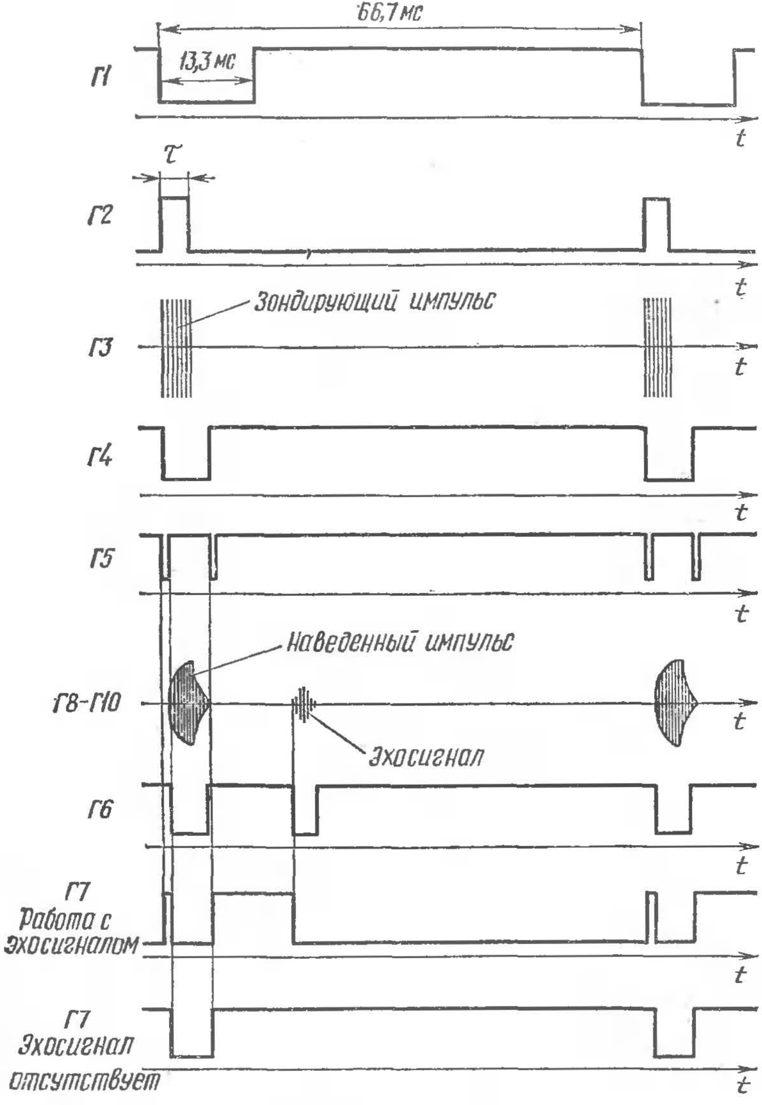


Рис. 3. Диаграммы напряжений

на дифференцирующую цепочку *C10R9* (и диод *VD1*). Период колебаний мультивибратора равен 66,7 мс, а длительности несимметричных полупериодов — 13,3 и 53,4 мс

соответственно, что достигается подбором емкостей конденсаторов *C1* и *C2*. Если переключатель диапазонов *SA1.2* установлен в положении «10 м», то на входы одновибраторов и дифференцирующую цепочку с вывода *8* микросхемы *DA1* подается напряжение, в котором отрицательный полупериод имеет длительность 13,3 мс (рис. 3, диаграмма *Г1*). Одновибраторы запускаются отрицательным перепадом входного напряжения, а сформированный дифференцирующей цепочкой короткий положительный импульс будет задержан по отношению к началу такта на 13,3 мс, что равно времени распространения акустического сигнала до глубины 10 м и обратно. На диапазоне «50 м» входное напряжение на одновибраторы и дифференцирующую цепочку подается с вывода *14* микросхемы *DA1*. В этом случае отрицательный полупериод имеет длительность 53,4 мс, а сформированный дифференцирующей цепочкой импульс будет задержан на время, равное приходу эхосигнала с глубины 40 м.

Формирователь зондирующих импульсов состоит из одновибратора *DA2* и генератора радиоимпульсов заполнения с усилителем мощности, выполненных на микросхеме *DA3*. Одновибратор *DA2* формирует положительный импульс (рис. 3, диаграмма *Г2*), длительность которого τ определяет время работы генератора радиоимпульсов. Необходимую длительность τ устанавливают подбором емкостей конденсаторов *C3* и *C4*. Генератор радиоимпульсов выполнен на одном из транзисторов микросхемы *DA3* (выводы *9*, *10*, *11*). Частота генерации $f_{ген}$ определяется индуктивностью первичной обмотки трансформатора *T1* и емкостью шунтирующего ее конденсатора *C6*.

Необходимые значения τ и $f_{ген}$ определяются геометрическими размерами применяемых пьезоэлементов и свойствами материала, из которого они изготовлены. Для использования в данном приборе пригодны пьезоэлементы из керамики на основе титаната бария или цирконата-титаната свинца (ЦТС-19, ЦТС-23) в виде дисков с диаметром 25...35 мм и толщиной 8...15 мм, поляризованные в продольном направлении. Частота основного резонанса продольных колебаний свободных дисков определяется формулой

$$f_{рез} = \frac{1}{2\delta} \sqrt{\frac{E}{\rho}},$$

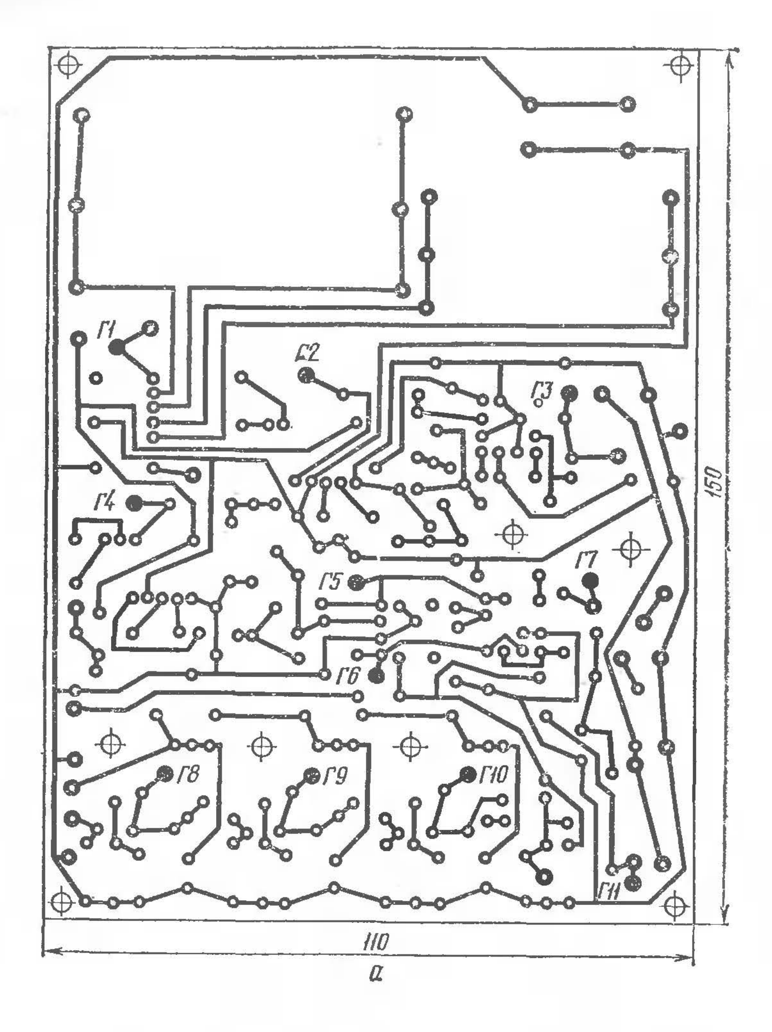
где δ — толщина диска, м; E — модуль упругости пьезокерамики, Н/м²; ρ — плотность пьезокерамики, кг/м³.

Для титаната бария $E = 1{,}1 \cdot 10^{11}$ Н/м², $\rho = 5{,}5 \times 10^3$ кг/м³, а для керамик ЦТС-19 и ЦТС-23 $E = 0{,}72 \times 10^{11}$ Н/м², $\rho = 7{,}3 \cdot 10^3$ кг/м³.

Так как пьезоэлементы в процессе изготовления излучателя и микрофона устанавливаются на резиновых подложках и заливаются эпоксидной смолой, то значения резонансных частот могут снизиться на 20...30 %. Это необходимо учесть при настройке генератора зондирующих импульсов, определив действительное значение резонансной частоты изготовленных излучателя и микрофона экспериментальным путем. Для удовлетворительной работы приемного тракта необходимо, чтобы эхосигнал содержал не менее 12...15 высокочастотных колебаний. Таким образом, длительность зондирующего радиоимпульса τ может быть определена из условия: $\tau = (12...15)/f_{рез.д}$, где $f_{рез.д}$ — действительное значение резонансной частоты излучателя и микрофона. Исходя из сказанного, можно ожидать, что действительные значения резонансных частот будут находиться в пределах от 70 до 220 кГц, а длительности зондирующих импульсов — от 70 до 280 мкс.

Усилитель мощности выполнен на двух транзисторах микросхемы *DA3* (выводы *3*, *4*, *5* и *6*, *7*, *8*) по обычной двухтактной схеме. Резисторы *R5* и *R6*, шунтирующие вторичные обмотки трансформаторов *T1* и *T2*, служат для уменьшения времени спада радиоимпульса. Выходное напряжение генератора зондирующих импульсов (рис. 3, диаграмма *Г3*) должно иметь амплитуду не менее 50 В. Через разъем *X1* оно подается на излучатель *BQ*.

Генератор парных импульсов содержит одновибратор *DA4*, две дифференцирующие цепочки *C13R10* и *C14R11*, а также усилитель видеоимпульсов, выполненный на одном из транзисторов микросхемы *DA5* (выводы *9*, *10*, *11*). В дифференцирующие цепочки включены диоды *VD2* и *VD3* для ограничения импульсов отрицательной полярности. Положительные импульсы на выходах цепочек будут сдвинуты относительно друг друга на время, равное длительности импульса одновибратора, поскольку цепочки подключены к его разнополярным выходам (выводы *5*, *10*). Усилитель видеоимпульсов является одновременно и смесителем выходных импульсов дифференцирующих цепочек. На диаграмме *Г4* показан один из выходных импульсов одновибратора *DA4*, а на диаграмме *Г5* — парные импульсы с выхода видеоусилителя.



Генератор сдвинутых импульсов содержит дифференцирующую цепочку *C10R9* и усилитель видеоимпульсов, выполненный на втором транзисторе микросхемы *DA5* (выводы *6*, *7*, *8*). Этот усилитель является одновременно и выходным усилителем приемного тракта. Выходные импульсы дифференцирующей цепочки подаются на вход видеоусилителя через контакты переключателей *SA1*, *SB1* и конденсатор *C17*.

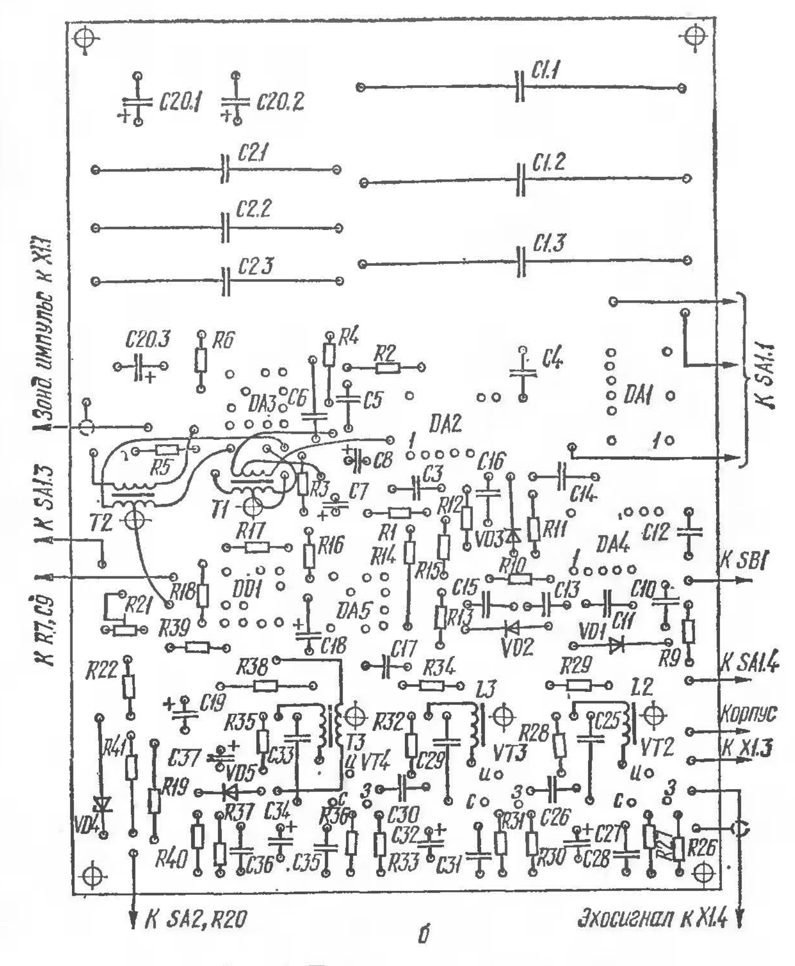


Рис. 4. Печатная плата эхолота:
а — печатный монтаж; *б* — расположение элементов

Приемный тракт образован микрофоном *BM*, усилителем радиоимпульсов *VT1 — VT4*, детектором *VD5* и видеоусилителем на микросхеме *DA5*. Усилитель радиоимпульсов состоит из одного широкополосного дроссельного каскада *VT1* и трех узкополосных резонансных. Межкаскадные связи в усилителе радиоимпульсов емкостные. Детектор выполнен по однополупериодной схеме. Выходные напряжения каскадов усилителя радиоимпульсов представлены на

диаграмме *Г8* — *Г10*, а выходные напряжения всего тракта — на диаграмме *Г6*.

На единичный вход триггера *DD1* (выводы *7*, *8*) в течение каждого такта подаются два импульса (парные импульсы). По входу установки нуля (выводы *2*, *4*) триггер может управляться одним или двумя импульсами. В зависимости

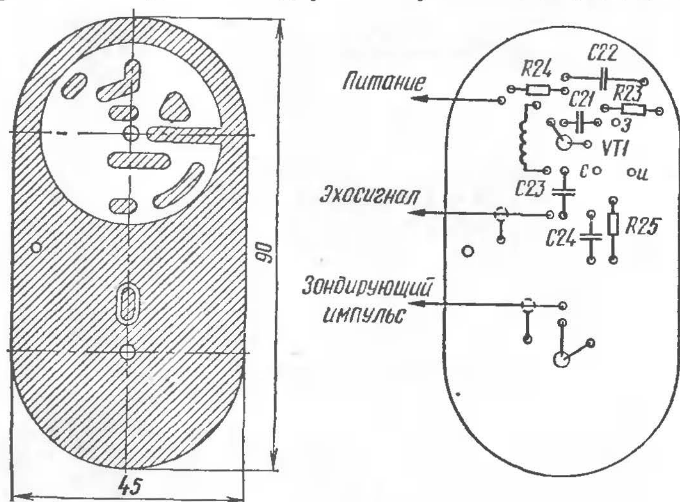


Рис. 5. Печатная плата дроссельного усилителя

от этого триггер может работать в двух режимах, что иллюстрируется двумя диаграммами *Г7*. Если триггер управляется не только наведенным импульсом, который всегда присутствует в выходном сигнале приемного тракта, но и эхосигналом, то в течение такта в каждое из состояний триггер устанавливается по два раза. Работа триггера не изменится, если вместо эхосигнала использовать один из сдвинутых импульсов. В этих случаях выходное показание проградуированного индикатора будет соответствовать реальной или имитированной глубине. В отсутствие эхосигнала и имитирующего импульса в каждое из состояний в течение такта триггер устанавливается только по одному разу: наведенным сигналом и вторым парным импульсом, а выходное показание индикатора будет равно максимально измеряемой глубине, т. е. 50 м.

Выходное напряжение на индикатор снимается с вывода *1*, который обычно является инверсным выходом триггера. Резисторы *R18*, *R7* и *R8* служат для установки необходимых сил токов индикатора *PA1* на соответствующих диапазонах измерений. На отрицательную клемму индикатора подается напряжение смещения с делителя *R21*, *R22*. Оно предназначено для компенсации систематической погрешности, возникающей за счет возврата триггера в нулевое состояние наведенным импульсом, а также из-

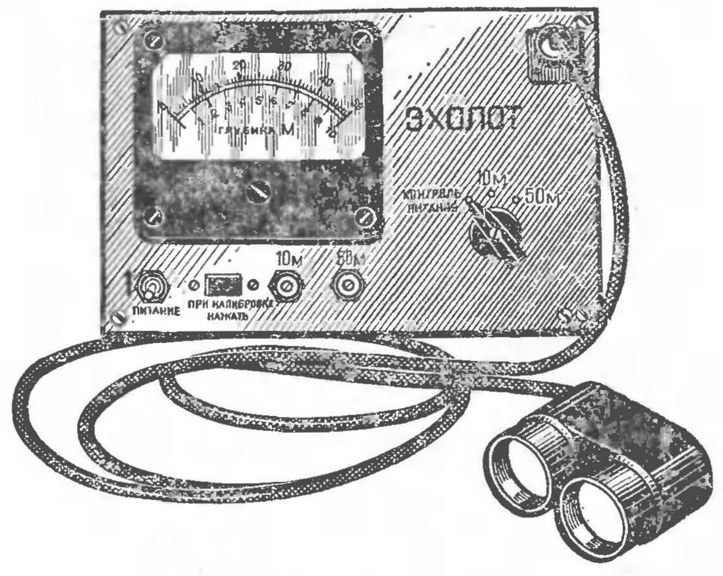


Рис. 6. Внешний вид эхолота

за отличия от нуля выходного напряжения триггера в том случае, когда он находится в нулевом состоянии. Для предотвращения дрожания стрелки индикатора используется конденсатор *C9*. С помощью индикатора осуществляется также контроль напряжения питания эхолота. Напряжение источника питания *GB1* подается на индикатор через добавочный резистор *R20*.

Напряжение питания части узлов прибора стабилизировано с помощью параметрического стабилизатора *VD4*.

Монтаж прибора выполнен на плате из фольгированного с одной стороны стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Печатный монтаж и расположение элементов на плате показаны на рис. 4. Первый каскад усилителя радиоимпульсов смонтирован на плате из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 2...3 мм (рис. 5), на который также устанавливаются излучатель и микрофон.

Фольга на второй стороне этой платы не травится для лучшего экранирования блока излучатель—микрофон. Размеры платы даны в предположении, что излучатель и микрофон изготовлены с использованием пьезоэлектрических дисков диаметром 30 мм. При использовании других дисков размеры платы следует пропорционально уменьшить или увеличить.

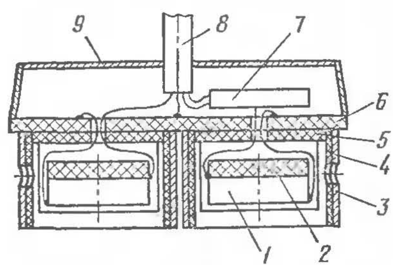


Рис. 7. Конструкция блока излучатель—микрофон

В конструкции эхолота использованы следующие радиодетали. Постоянные резисторы—МЛТ, переменные *R7* и *R8* — СПО-1, подстроечный резистор *R21* — СП3-6. Полярные электролитические конденсаторы — К50-6 и К50-9 на напряжение 10 В. Конденсаторы *C1*, *C2* — К76-П1 или К76-2; конденсаторы *C5*, *C6*, *C25*, *C29*, *C33* — ПМ-2 или ФТ-2; остальные — КМ-5 или КМ-6. Переключатель *SA1* — галетный на 3 положения и 4 направления, *SB1* — кнопочный с фиксацией, *SA2* — микротумблер МТ1. Трансформаторы и дроссели выполнены на тороидальных сердечниках из феррита 1000НМ или 1000НН. Трансформатор *T2* намотан на сердечнике К17,5 × 8, 2×5, а для изготовления остальных моточных изделий пригодны сердечники К10 × 6 × 4,5 или К12 × 8 × 3. Трансформатор *T1* имеет в первичной обмотке 80 витков с отводом от 60 витка, а во вторичной — по 5 витков в каждой секции. Трансформатор *T2* в каждой секции первичной обмотки имеет по 30 витков, а вторичная имеет 160 витков. Трансформатор *T3* имеет в первичной обмотке 60, а во вторичной 90 витков. Дроссели *L1*, *L2*, *L3* одинаковые и имеют по 100 витков каждый. Все моточные изделия выполнены проводом ПЭВ-2 диаметром 0,16 мм. Разъем *X1* — четырехштырьковый из серии 2РМ или РС4. В качестве источника питания используются два элемента 3336Л или 6 элементов 373. Индикатором может служить практически любой микроамперметр с током полного отклонения 50 или 100 мкА. На нем следует изготовить две равномерные шкалы в соответствии с диапазонами измерения и нанести отметку контроля питания. Прибор выполнен в металлическом корпусе размером 240 × 160 × 70 мм (рис. 6). На переднюю панель выведены индикатор *PA1*, коммутационные устройства,

резисторы *R7*, *R8* и разъем *X1*. Резистор *R20* и конденсатор *C9* монтируются на переключателе *SA1*.

Излучатель *BQ*, микрофон *BM* и первый каскад усилителя радиоимпульсов выполнены в виде отдельного блока, соединенного с эхолотом кабелем. Конструкция этого блока (рис. 7) обеспечивает электрическую и акустическую изоляцию микрофона от излучателя. Блок изготавливают следующим образом. К каждой из сторон двух одинаковых пьезоэлементов *1*, взятых из одной партии, с необходимыми предосторожностями припаивают по три отрезка провода МГТФ-0,1 или 0,14 длиной по 60 мм. Места паек должны быть у края пьезоэлемента и располагаться по окружности равномерно. Клеем «88» или «Момент» к каждому пьезоэлементу приклеивают по шайбе *2*, изготовленной из микропористой резины. Диаметр шайб равен диаметру пьезоэлементов, а толщина — 5...8 мм. После высыхания клея припаянные к пьезоэлементам выводы собирают в косу на стороне резиновой шайбы и связывают тонкими хлопчатобумажными нитками. Ось косы должна совпадать с осью пьезоэлемента. Припой в местах паек на свободной стороне пьезоэлементов, которая будет являться рабочей, должен иметь одинаковую высоту. Следует проконтролировать это с помощью щупа и при необходимости снять излишки припоя надфилем или наждачной бумагой. Пьезоэлементы с шайбами заливают эпоксидной смолой в цилиндрических стаканах, согнутых из полос алюминия толщиной 1 мм. Внутренний диаметр стаканов должен быть на 3...4 мм больше диаметра пьезоэлементов, а высота на 4...5 мм больше высоты пьезоэлементов вместе с шайбами. Перед заливкой внутренние поверхности стаканов следует смазать машинным маслом для предотвращения приклеивания стаканов, а наружные поверхности пьезоэлементов обезжирить. Заливку осуществляют на ровном основании, положив на него лист органического стекла. На стекло устанавливают стаканы, фиксируя их положение пластилином. Пластилин предотвращает также вытекание смолы. В каждый из стаканов на треть их высоты наливают приготовленную эпоксидную смолу и в нее погружают пьезоэлементы с шайбами, ориентируя их положение относительно стаканов. Затем добавляют смолу до заполнения стаканов, от которых после затвердения смолы освобождаются. Изготовленные таким образом цилиндры обеспечивают полную герметичность пьезоэлементов и обладают практически одинаковыми резонансными свойствами.

Из латуни толщиной 1,6 мм изготавливают защитные стаканы *3*, высота которых на 10...12 мм больше высоты залитых цилиндров. Внутренняя поверхность этих стаканов оклеивается вакуумной резиной *4* толщиной 1,5 или 2 мм. Внутренний диаметр обрезиненных стаканов должен быть на 2...3 мм больше диаметра залитых цилиндров. В обрезиненных стаканах выполняют по одному отверстию диаметром 8 мм, через которые происходит вытеснение воздуха при погружении блока в воду. Отверстия выполняются на таком уровне, чтобы пьезоэлементы полностью находились в воде. Затем к нижней стороне платы *6* приклеивают шайбы *5*, имеющие отверстия в центрах и изготовленные из вакуумной резины толщиной 3...4 мм. Их диаметр должен быть равен внутреннему диаметру обрезиненных стаканов. К шайбам приклеивают залитые цилиндры, пропуская выводы пьезоэлементов через отверстия в шайбах и плате. Приклейку шайб и цилиндров осуществляют на ровном основании с использованием прижимных грузов, что обеспечивает параллельность рабочих поверхностей излучателя и микрофона. После высыхания клея на плату *6* устанавливают обрезиненные защитные стаканы, припаивая их по периметру. После этого производят распайку выводов излучателя и микрофона, монтируют элементы усилителя *VT1* (на рис. 7 этот усилитель обозначен позицией *7*) и припаивают проводники кабеля *8*. На плате *6* не имеется отверстий для установки радиоэлементов. Их монтаж осуществляется на контактных площадках. Последующая заливка этой стороны платы эпоксидной смолой обеспечит необходимую фиксацию проводников и радиоэлементов. Выводы, припаянные к рабочей стороне пьезоэлементов, следует соединить с корпусной контактной площадкой. Сигнальными являются выводы, припаянные к той стороне, к которой приклеена шайба *2*. Эта мера обеспечивает лучшее экранирование микрофона. Корпусная контактная площадка соединяется с фольгой на обратной стороне платы через отверстие. Кабель *8* должен иметь длину не менее 2...2,5 м для удобства обращения с эхолотом при измерении глубины в различных условиях. Оплетки экранированных проводов припаивают к корпусной контактной площадке. Все проводники кабеля должны быть заключены в резиновую трубку. Перед заливкой платы следует проверить работоспособность излучателя и микрофона с усилителем. Эта проверка осуществляется во время настройки прибора.

Для н а с т р о й к и эхолота помимо ампервольтметра потребуется осциллограф и ровный металлический лист любой толщины размером 200 × 200 мм, выполняющий роль отражателя акустических сигналов. Настройку и калибровку прибора на обоих диапазонах производят в воздухе, что возможно благодаря использованию для приема акустических сигналов отдельного микрофона.

Настройку начинают с подбора требуемого сопротивления резистора *R20*. При этом переключатель *SA1* должен быть установлен в положение «Контр. питания». Подбором резистора *R20* добиваются, чтобы показание индикатора на шкале диапазона «10 м» соответствовало значению напряжения источника питания *GB1*. В дальнейшем индикатор *PA1* с добавочным резистором может быть использован в качестве вольтметра при определении постоянных напряжений в различных точках схемы. Для этого от выключателя *SA2* отпаивают провод, ведущий к резистору *R20*, и пользуются этим проводом как щупом. Стабилизатор *VD4* должен обеспечивать на выходе напряжение 6,3 В ± 10 %, причем оно должно оставаться неизменным при понижении напряжения источника *GB1* до 8 В. Желательно стабилитрон и резистор *R41* подобрать отдельно, а затем установить на плату.

Напряжение питания микросхем подается со стабилизатора *VD4* (за исключением коллекторного питания двух транзисторов сборки *DA3*, на которых выполнен усилитель мощности). Следует проконтролировать наличие этих напряжений на соответствующих выводах микросхем. На выводах *6* и *10* триггера *DD1* напряжения должны быть равны 6 В ± 10 % и 3 В ± 10 % соответственно. Если это не соблюдается, то следует соответствующим образом подобрать резисторы *R16* и *R17*. Контролируют также наличие напряжений питания каскадов *VT1* — *VT4* усилителя радиоимпульсов, которые должны быть равны 5, 6, 7 и 8 В соответственно.

Затем переключатель диапазонов устанавливают в положение «10 м» и приступают к настройке схемы с помощью осциллографа. Осциллограф используется в режиме внешней синхронизации, а синхронизирующее напряжение снимается с ламели переключателя *SA1.1*, соединенной с входами микросхем *DA2*, *DA4* и дифференцирующей цепочкой *C10R9*. Последовательно подключая вход осциллографа к гнездам *Г1* — *Г4*, контролируют работу микросхем *DA1*, *DA2*, *DA4* и генератора зондирующих импульсов.

Убедившись в работе этих узлов, окончательную установку необходимых длительностей их выходных импульсов откладывают до настройки генератора зондирующих импульсов и узлов приемного тракта. Для такой настройки блок излучатель — микрофон устанавливают в полуметре от металлического листа таким образом, чтобы рабочие поверхности излучателя и микрофона были параллельны плоскости листа. Вход осциллографа присоединяют к затвору транзистора *VT2*. Подбором конденсатора *C6* добиваются такой частоты заполнения зондирующего импульса, при которой эхосигнал имеет максимальную амплитуду. Максимум эхосигнала будет свидетельствовать о том, что частота заполнения зондирующего импульса совпадает с резонансной частотой излучателя и микрофона. Амплитудно-частотная характеристика дроссельного усилителя *VT1* в диапазоне возможных значений резонансных частот близка к равномерной и не окажет влияния на правильность настройки генератора при использовании пьезоэлементов любых указанных выше размеров. Целесообразно проверить правильность настройки генератора по поведению амплитуды зондирующего импульса при изменении частоты его заполнения в окрестностях найденного резонанса. Амплитуда зондирующего импульса на частоте резонанса излучателя будет минимальной, поскольку на резонансной частоте механических колебаний пьезопреобразователя модуль его комплексной электрической проводимости принимает максимальное значение. Подбором емкости конденсаторов *C3* и *C4* добиваются, чтобы зондирующий импульс содержал 12...15 периодов высокочастотных колебаний. Если задний фронт зондирующего импульса затянут более чем на 5...7 периодов высокочастотных колебаний, следует уменьшить сопротивление резистора *R6*.

Последовательно подключая вход осциллографа к гнездам *Г8* — *Г11*, настраивают каскады усилителя радиоимпульсов и детектор. Усилитель радиоимпульсов является наиболее ответственным звеном эхолота, и его настройке необходимо уделить особое внимание. Коэффициент усиления должен быть таким, чтобы на экране осциллографа можно было уверенно различить эхосигнал, полученный в воздухе с расстояний до 10 м, а триггер *DD1* без сбоев установить в нулевое состояние эхосигналом, полученным с расстояния 2,5...3 м. При этом усилитель не должен возбуждаться, а усиленное напряжение собственных шумов

микрофона не должно оказывать влияния на работу триггера. При настройке усилителя необходимо стремиться, чтобы длительность наведенного импульса не превышала 2τ, поскольку именно она определяет минимальную границу измеряемых глубин. Второй парный импульс, возвращающий триггер в единичное состояние, можно подавать только после наведенного импульса. В противном случае триггер под действием последнего может вновь возвратиться в нулевое состояние и в его выходном напряжении не будет импульса, длительность которого пропорциональна измеряемой глубине. Следовательно, эхолот не будет измерять глубин, с которых эхосигнал придет раньше второго парного импульса. Величина этой «мертвой зоны» целиком определяется длительностью наведенного импульса. Уменьшить ее можно шунтированием выхода микрофона резистором, подобрав его сопротивление опытным путем (на принципиальной схеме этот резистор отсутствует). Это необходимо делать при погруженном в воду блоке излучатель — микрофон, поскольку механические колебания микрофона в воздухе будут отличаться от колебаний в воде за счет различия в акустических импедансах этих сред. Блок ставят на дно емкости рабочими поверхностями вниз и наливают в нее воду до уровня центров отверстий в защитных стаканах, избегая попадания воды на незалитый смолой монтаж усилителя *VT1*.

Подбором емкости конденсаторов *C11*, *C12* устанавливают необходимую длительность выходного импульса одновибратора *DA4*, которая определяет интервал между парными импульсами. Второй парный импульс должен запаздывать относительно спада наведенного импульса на 150...200 мкс.

Амплитуды импульсов, поступающих на нулевой и единичный входы триггера, должны быть не менее 5 В, что обеспечивает устойчивость его работы.

Последующую настройку производят снова на воздухе. Цепь прохождения имитирующих импульсов проверяют на обоих диапазонах в отсутствие эхосигнала. Эти импульсы подаются на нулевой вход триггера при нажатой кнопке *SB1*.

Необходимые длительности полупериодов мультивибратора *DA1* подбирают следующим образом. Переключатель диапазонов устанавливают в положение «10 м», а блок излучатель — микрофон располагают на расстоянии 2,33 м от металлического листа. Ориентирование диаграммы

направленности осуществляют, контролируя по осциллографу выходное напряжение усилителя радиоимпульсов. Максимальная амплитуда эхосигнала будет свидетельствовать о правильной ориентации блока. Подбором емкости конденсатора *C2* добиваются, чтобы положительный перепад выходного напряжения мультивибратора совпал с началом эхосигнала. Длительность второго полупериода устанавливают подбором емкости конденсатора *C1*, увеличив расстояние между блоком излучатель — микрофон и листом до 9,3 м, что соответствует глубине 40 м. При этом переключатель диапазонов должен быть в положении «50 м». Для каждого из конденсаторов *C1*, *C2* на печатной плате имеются по три установочных места, что дает возможность подбирать требуемый номинал параллельным соединением конденсаторов.

После настройки передающего и приемного трактов убеждаются в правильности работы триггера в присутствии эхосигнала с расстояния 0,5...1 м, без эхосигнала и с имитирующими импульсами, которые подают на вход триггера в отсутствие эхосигнала.

Настройка эхолота заканчивается регулировкой делителя *R21*, *R22*, которую производят следующим образом. Переключатель диапазонов устанавливают в положение «10 м», а блок излучатель — микрофон располагают на расстоянии 233 мм от листа, что соответствует глубине 1 м. Регулировкой резистора *R21* устанавливают стрелку индикатора на отметку 1 м. Затем расстояние увеличивают до 2,33 м и резистором *R7* устанавливают стрелку на отметку 10 м. Снова устанавливают расстояние 233 мм и резистором *R21* возвращают стрелку на отметку 1 м. Путем нескольких перестановок добиваются, чтобы показания индикатора соответствовали измеряемому расстоянию. Разбив расстояние 2,33 м на десять равных частей и обозначив полученные отметки цифрами 0, 1, 2, 3..., получают «воздушный эквивалент» шкалы глубин от 0 до 10 м, с помощью которого проверяют правильность показаний эхолота. Проверку показаний на диапазоне «50 м» производят только на расстояниях, с которых отраженный от листа эхосигнал имеет достаточную амплитуду для возвращения триггера в нулевое состояние. Перед проверкой диапазона следует в отсутствие эхосигнала резистором *R8* установить стрелку индикатора на отметку 50 м и проверить его показание при нажатой кнопке *SB1*, которое должно быть равно 40 м.

После этого на блок излучатель — микрофон (см. рис. 7) устанавливают экран *9*, припаивая его к плате *6* в нескольких точках, и заливают смолой. Экран изготавливают из листа латуни толщиной 0,5...0,8 мм. В смолу следует залить также и кронштейн, предназначенный для закрепления блока на месте его работы.

Установленные на печатной плате трансформаторы и дроссели следует пропитать лаком, а саму плату покрыть им с обеих сторон. Защита радиоэлементов от действия влаги, использование во времязадающих цепях высокостабильных конденсаторов и стабилизация напряжения питания микросхем обеспечивают заданные метрологические характеристики эхолота. Тщательное выполнение и настройка прибора обеспечивают его высокую надежность при работе в различных климатических условиях.

Перед началом работы с прибором следует убедиться в правильности его функционирования во всех режимах, что гарантирует достоверность результатов последующих измерений. Эту проверку производят в воздухе, используя в качестве отражающего элемента любые имеющиеся поблизости плоские предметы: доски, ровную поверхность земли или воды, корпус самого эхолота и др. Установив блок излучатель — микрофон на расстоянии 0,5...1 м от отражающей поверхности, проверяют показания индикатора на обоих диапазонах. Эти показания в 4,3 раза превышают установленное расстояние. Затем блок располагают таким образом, чтобы отраженный сигнал отсутствовал. При этом на диапазоне «10 м» стрелка индикатора должна зашкаливать, а при нажатии кнопки *SB1* — устанавливаться на отметке 10 м. На диапазоне «50 м» показание индикатора *PA1* должно равняться предельному значению измеряемой эхолотом глубины, т. е. 50 м, а при нажатой кнопке — 40 м.

Для поддержания точности эхолота на заданном уровне в процессе эксплуатации целесообразно периодически контролировать его калибровку, сравнивая длительности полупериодов колебаний мультивибратора *DA1* с временем прихода эхосигнала в воздухе с расстояний 2,33 и 9,3 м.

Литература

Бокитько В., Бокитько Д. Портативный эхолот.— Радио, 1981, № 10, с. 23—25.
Кравченко А. Транзисторный эхолот.— Радио, 1973, № 12, с. 15, 16.

НИЗКОВОЛЬТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ СТАБИЛЬНОГО ТОКА

А. Миронов

Генераторы стабильного тока (ГСТ) в настоящее время широко используются при проектировании источников стабилизированного тока и напряжения, высокоомных активных нагрузок и т. д. Наибольшее распространение получили схемы ГСТ, приведенные на рис. 1 (*а*, *б*).

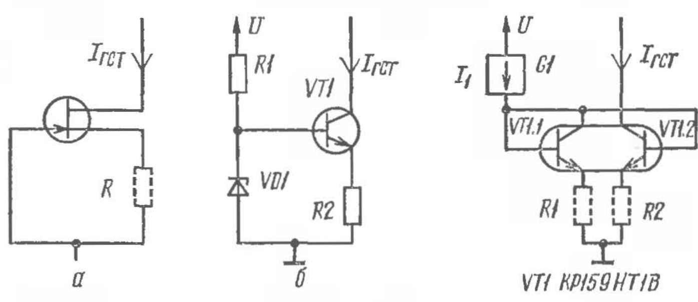


Рис. 1. Схемы распространенных ГСТ

Рис. 2. Низковольтный ГСТ

Устройство, схема которого приведена на рис. 1, *а*, представляет собой токостабилизирующий двухполюсник, способный генерировать стабилизированный ток в широком диапазоне. Установка требуемой силы тока производится резистором в цепи истока. Схема проста, надежна и имеет минимальное количество элементов, однако ток стабилизируется при относительно высоком напряжении на двухполюснике (назовем это напряжение граничным — $U_{гр}$). Так, например, для токов в диапазоне 0,05...1 мА напряжение $U_{гр}$ составляет 0,8...2 В.

ГСТ, изображенный на схеме рис. 1, *б*, содержит бóльшее количество деталей, однако обеспечивает меньшие значения напряжения $U_{гр}$. Так, например, если в качестве элемента *VD1* выбрать один кремниевый диод (тогда он включается в прямом направлении), а в качестве *VT1* — германиевый транзистор, то генерация тока начинается уже при напряжении $U_{гр}$ = 0,4...0,6 В (здесь под $U_{гр}$ понимается напряжение между коллектором *VT1* и общим проводом). Напряжение $U_{гр}$ можно уменьшить на 100...150 мВ, заменив кремниевый диод на два германиевых, включенных последовательно. Регулировка тока производится резистором *R2*. В отличие от предыдущей схемы здесь ток ГСТ можно рассчитать с погрешностью не хуже ±20 %.

Получить меньшие напряжения $U_{гр}$ можно, если застабилизировать непосредственно напряжение $U_{бэ}$ транзистора *VT1* (см. рис. 1, *б*) и исключить резистор *R2*. Однако для реализации этого требуются полупроводниковые приборы с весьма близкими характеристиками *p* — *n* переходов, в частности, можно использовать дифференциальные транзисторные пары. ГСТ, показанный на рис. 2, состоит из следующих элементов: вспомогательного ГСТ G1, источника опорного напряжения на транзисторе *VT1.1* и ГСТ на транзисторе *VT1.2*. Вспомогательный ГСТ может быть собран по любой из известных схем. Транзистор *VT1.1*, работая в диодном включении, находится в нормальном активном режиме, поэтому для коллекторного тока справедливо выражение: $I_{к1} = \beta_1 I_{б1}$. Так как $U_{бэ1} = U_{бэ2}$, то $I_{б1} \cong I_{б2}$. Начиная с некоторого напряжения

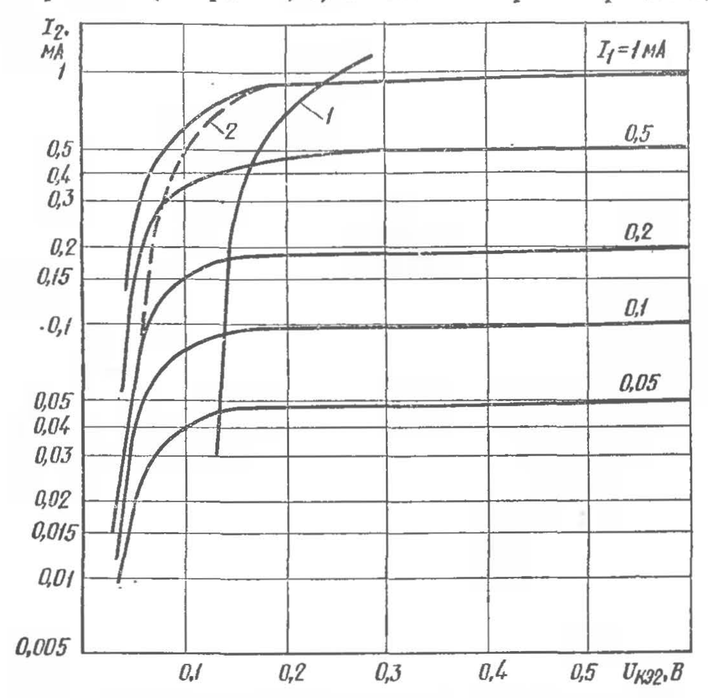


Рис. 3. Характеристики стабилизации тока низковольтного ГСТ

$U_{кэ2}$ $\beta_2 \cong \beta_1$ и токи $I_{к2} = I_{к1} = I_{ГСТ} = I_1 - 2I_б$. Но обычно $\beta_{1,2} \gg 1$, поэтому можно считать, что $I_{ГСТ} = I_1$. Ток ГСТ будет повторять ток генератора тока G1 с приемлемой точностью, и поэтому такая схема получила название «токового зеркала».

Для определения напряжения $U_{гр}$ были сняты выходные характеристики ГСТ $I_{ГСТ} = f(U_{кэ2})$ в диапазоне токов генератора G1 $I_1 = 0{,}05...1$ мА. Начальные участки этих характеристик показаны на рис. 3. По результатам измерений построена зависимость $U_{гр} = \varphi(I_{ГСТ})$ (кривая *1*). Эта зависимость получена соединением точек на кривых $I_{ГСТ} = f(U_{кэ2})$, в которых ток $I_{ГСТ}$ входит в пятипроцентную зону от своего установившегося значения (здесь под установившимся понимается значение силы тока $I_{ГСТ}$ при $U_{кэ} \gg U_{гр}$; в данном случае $I_{уст} = I_{ГСТ}$ при $U_{кэ2} = 2$ В). Как видно из графика, при изменении тока $I_{ГСТ}$ от 0,05 мА до 1 мА напряжение $U_{гр}$ увеличивается с 135 до 240 мВ. Такое малое значение напряжения $U_{гр}$ позволяет, например, применять рассмотренный ГСТ в схемах с напряжением питания до 1 В и получать на выходе усилительного каскада двойной размах выходного напряжения, практически равный напряжению питания схемы.

Эквивалентное выходное сопротивление ГСТ на горизонтальном участке характеристики $I_{ГСТ} = f(U_{кэ2})$ справа от напряжения $U_{гр}$ для указанной дифференциальной пары можно приближенно рассчитать по формуле

$$R \cong \frac{|U_{сдв}|}{I_{ГСТ}},$$

где $U_{сдв}$ — потенциал сдвига — точка на оси напряжений $U_{кэ}$, в которой пересекаются продолжения горизонтальных участков выходных характеристик транзистора. Для указанной дифференциальной пары $U_{сдв} = -(50...70)$ В. Так, например, при $I_{ГСТ} = 100$ мкА $R_{ГСТ} = 600$ кОм.

Выходное сопротивление ГСТ можно увеличить, включив в эмиттерные цепи транзисторов резисторы *R1*, *R2* (на рис. 2 они показаны пунктиром). При наличии таких резисторов выходное сопротивление ГСТ можно рассчитать по следующей формуле:

$$R_{ГСТ} \cong \frac{U_{сдв}}{I_{ГСТ}}\left(1 + \frac{R2 \cdot I_{ГСТ}}{\varphi_т}\right),$$

где $\varphi_т$ — температурный потенциал. Для температуры окружающей среды $t_{окр} = 300$ °К $\varphi_т = 26$ мВ. (См. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре.— М.: Сов. радио, 1979). Так, например, при $I_{ГСТ} = 1$ мА и $R1 = R2 = 56$ Ом получено $R_{ГСТ} \cong 190$ кОм. Интересно, что с увеличением сопротивлений этих резисторов при одном и том же токе $I_{ГСТ}$ напряжение $U_{гр}$ увеличивается весьма незначительно, а в приведенном выше примере увеличение значения $U_{гр}$ не наблюдалось вообще. Кривая *2* на рис. 3 представляет собой выходную характеристику ГСТ при $R1 = R2 = 56$ Ом. Как видно из графика, увеличение тока ГСТ начинается при более высоких напряжениях $U_{кэ2}$, однако этот процесс идет с более высокой крутизной, чем в случае, когда $R1 = R2 = 0$. Наличие резисторов в эмиттерных цепях оказывает общее стабилизирующее действие, каких бы возмущающих параметров это ни касалось: напряжения $U_{кэ2}$ или температуры окружающей среды $t_{окр}$. С увеличением их сопротивления снижаются требования и к идентичности транзисторов. При падении напряжения на эмиттерных резисторах выше 100 мВ дифференциальную пару можно заменить любой парой кремниевых транзисторов, например КТ315. Однако в этом случае несколько увеличится напряжение $U_{гр}$.

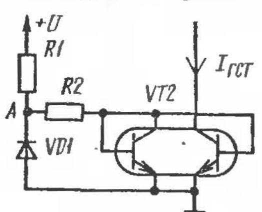


Рис. 4. Схема параметрического стабилизатора напряжения

Изменяя сопротивление резисторов *R1*, *R2*, можно регулировать ток ГСТ в широких пределах. Так, например, при $I_1 = 200$ мкА, $R2 = 0$, $U_{кэ2} = 2$ В ток ГСТ изменялся в диапазоне от 200 мкА до 3,8 мА при изменении *R1* от 0 до 470 Ом.

ГСТ, построенный по схеме рис. 2, обладает хорошей температурной стабильностью. Это объясняется идентичностью параметров транзисторов сборки. Опорное напряжение $U_{бэVT1.1}$ и напряжение $U_{бэVT1.2}$ дрейфуют одновременно с одинаковыми скоростями, и коллекторный ток транзистора *VT1.2* практически не изменяется. Так, например, при увеличении температуры окружающей среды $t_{окр}$ с 25 °С до 70 °С ток ГСТ отклонялся от тока I_1 менее чем на 2 % при $R1 = R2 = 0$. Увеличение сопротивления резисторов *R1*, *R2* значительно улучшает температурную стабильность тока ГСТ.

Как было отмечено выше, для построения низковольтных ГСТ требуется еще один ГСТ — *G1*. Построить его можно любым из известных способов, в том числе с использо-

ванием схем рис. 1, *а*, *б*. Можно также использовать и обычный параметрический стабилизатор напряжения, изображенный на рис. 4.

Выше были рассмотрены ГСТ на транзисторах структуры *n—p—n*. Однако все схемы, графики и выражения, определяющие параметры ГСТ, остаются справедливыми при замене транзисторов на *p—n—p*. Исключение

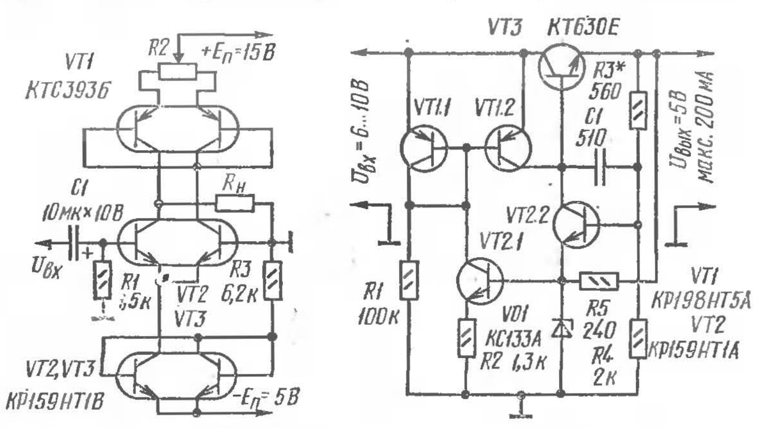


Рис. 5. Усилительный каскад с низковольтным ГСТ

Рис. 6. Стабилизатор напряжения с низковольтным ГСТ

составляет только параметр $U_{сдв}$, значение которого для *p—n—p* транзисторов несколько ниже. Например, для дифференциальной пары транзисторной сборки К198НТ5А значение напряжения $U_{сдв}$ составляет 40...50 В.

В заключение — о практических схемах устройств с использованием низковольтных ГСТ. На рис. 5 приведена электрическая схема дифференциального каскада с динамической нагрузкой на ГСТ. Такая схема часто применяется при построении интегральных операционных усилителей. За счет применения низковольтного ГСТ удалось получить большую амплитуду выходного сигнала и высокий коэффициент усиления по напряжению K_U. Так, например, при $R2 = 100$ Ом, $R_н = 120$ кОм $K_U = 370$. При $R2 = 1,5$ кОм и $R_н = 220$ кОм $K_U \cong 1000$. Максимальная амплитуда выходного напряжения при этом практически равнялась $+E_п/2$.

Использование низковольтных ГСТ в стабилизаторах постоянного напряжения (СН) позволяет уменьшить допустимую разность между входным и выходным напряжениями на 0,5...2 В по сравнению с традиционными схемами СН. Это особенно важно в СН с низким выходным напряжением и большим током нагрузки, так как позволяет уменьшить мощность, рассеиваемую на регулирующем транзисторе и повысить КПД СН. Вариант принципиальной схемы такого СН показан на рис. 6. При токе нагрузки 100 мА выходное напряжение оставалось в пятипроцентной зоне допуска при уменьшении входного до +5,6 В. Максимальный ток нагрузки можно увеличить, применив вместо транзистора *VT3* составной транзистор.

АВТОМАТИЧЕСКИЙ ФОТОЭКСПОЗИМЕТР

М. Трубников

Примечание составителя. *Эта конструкция имеет бестрансформаторное питание от сети переменного тока. Собирая, настраивая и эксплуатируя ее, обращайте особое внимание на соблюдение техники безопасности при работе с электроустановками (см. например, статью «Осторожно! Электрический ток» в «Радио», 1983, № 8, с. 55).*

Каждому, кто занимается фотографией, известно, что выбрать оптимальную выдержку при фотопечати не просто. Особенно если приходится печатать фотографии с негативов разной плотности, менять диафрагму объектива увеличителя, изменять формат снимка и т. д. Процесс фотопечати облегчают выпускаемые промышленностью реле времени для фотопечати, но все они при каждой смене кадра требуют новой перенастройки, выполнения пробных отпечатков, а значит, дополнительного расхода фотобумаги.

Существуют промышленные образцы устройств для автоматического регулирования экспозиции, использующие отраженный от фотобумаги свет. Они учитывают усредненную освещенность кадра или его участка, но не обеспечивают стабильности экспозиции при изменении сюжета или размера фотографии. Выпускается также автоматическая кадрирующая рамка «Рось», которая в значительной мере лишена указанных недостатков и позволяет во многих случаях исключить процесс перенастройки. С ее помощью можно делать фотографии размером от 6 × 9 до 18 × 24 см. Рамка содержит большое количество механических контактов и электромеханических реле, потребляет

значительную мощность от питающей сети и обладает низкой надежностью.

При разработке предлагаемого устройства автор стремился на современной элементной базе создать простой, надежный, малогабаритный, экономичный и удобный в пользовании прибор для автоматического определения и отсчета времени экспозиции фотобумаги при

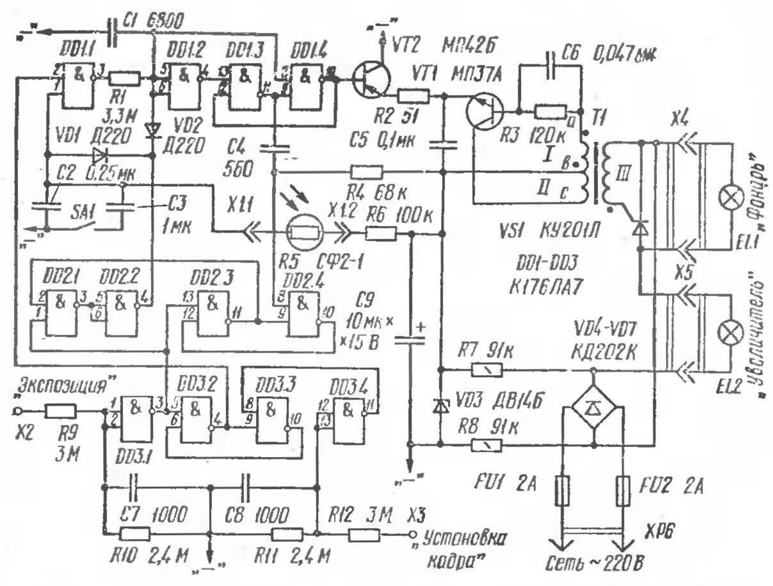


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема фотоэкспозиметра

фотопечати. Созданный экспозиметр обеспечивает автоматическое регулирование времени экспозиции при фотопечати в зависимости от освещенности определенного участка фотобумаги принятого сорта. Он позволяет свести к минимуму влияние на качество фотографий колебаний напряжения сети, плотности негатива, размера кадра и др.

Достоинствами рассматриваемого прибора являются наличие сенсорного управления, высокая экономичность, простота и надежность. Этот прибор позволяет печатать снимки практически неограниченного размера. Принципиальная схема экспозиметра представлена на рис. 1.

Применение в качестве фотодатчика *R5* фоторезистора СФ2-1 с малой светочувствительной площадкой позволило регулировать плотность негатива путем размещения фотодатчика в соответствующем месте кадра. Фоторезистор освещается светом, прошедшим сквозь фотобумагу. Тем самым стабилизируется экспозиция заданной точки.

Время экспозиции определяется постоянной времени интегрирующей цепи, образованной хронирующим конденсатором *C2 (C3)* и фоторезистором *R5*. Большое входное сопротивление интегральной микросхемы *DD1.1* К176ЛА7 обеспечивает удовлетворительную работу интегрирующей цепи даже при очень малой освещенности фоторезистора. Так как характеристики фоторезистора существенно зависят от приложенного к нему напряжения, то в паузах между экспозициями к фоторезистору приложено всегда одинаковое напряжение 8 В от стабилитрона *VD3*, а конденсатор *C2 (C3)* зашунтирован через диодный ключ *VD1*. Это способствует стабильности выдержек.

Включение лампы фотоувеличителя осуществляется с помощью тиристора. Управляющими для тиристора являются импульсы блокинг-генератора на транзисторе *VT1* и трансформаторе *T1*. Длительность импульсов 10 мкс, период следования выбран равным 700 мкс. Этот период определяет максимальную задержку включения тиристора после начала полупериода напряжения питающей сети. При этом уменьшение действующего значения напряжения по сравнению с сетевым равно 1,3 В (в среднем). Импульсный ток управляющего электрода тиристора около 40 мА. В процессе разработки были измерены характеристики 19 тиристоров КУ201Л, в частности — сила тока через управляющий электрод, обеспечивающая включение тиристора при напряжении 10 В и нагрузочном резисторе 50 Ом. Из полученных данных следовало, что управляющий ток не превышал 13 мА. Повышение температуры окружающей среды вызывает уменьшение указанного тока. Предлагаемое устройство работает при небольших изменениях окружающей температуры, поэтому вполне можно рассчитывать на ток управляющего электрода, не превышающий 40 мА. Если для отдельного экземпляра тиристора ток окажется недостаточным, можно его увеличить, для чего емкость конденсатора *C5* удваивается. При этом период следования импульсов увеличивается до 1 мс, что приводит к дополнительному уменьшению действующего значения напряжения на лампе увеличителя еще на 2,7 В по сравнению со значением

1,3 В, указанным выше. Однако в целом и такое уменьшение действующего значения напряжения практически незаметно. Вместе с тем амплитуда импульса тока через управляющий электрод тиристора возрастает до 60 мА. Такой ток надежно открывает при комнатной температуре любой исправный тиристор КУ201. Эксперименты показали, что в разработанном устройстве возможно использование тиристоров КУ202. Применяя более мощные диоды *VD4* — *VD7* в мостовом выпрямителе, можно увеличить ток нагрузки до 10 А.

Питание на блокинг-генератор подается через эмиттерный повторитель на транзисторе *VT2*, подключенный к выходу логического элемента *DD1.4*.

Высокая экономичность устройства в сочетании с наличием гальванической развязки управляющей цепи тиристора и остальной части схемы с помощью трансформатора *T1* позволила упростить цепи питания экспозиметра. Питание устройства управления тиристором осуществляется от параметрического стабилизатора на стабилитроне *VD3*, который соединен с выпрямителем через ограничительные резисторы *R7*, *R8*. Одной из особенностей данного устройства является работа стабилитрона Д814Б при токе через него около 1мА. По техническим характеристикам минимальный ток стабилитрона равен 3 мА. Автором были проверены стабилитроны Д814А — 28 штук, Д814Б — 41 штука, Д814В — 32 штуки и получены следующие значения среднего напряжения стабилизации при токе 5 мА: для Д814А — 7,76 В, Д814Б — 9,57 В, Д814В — 9,63 В. Снижение напряжения на 0,05 В наблюдалось при следующих значениях силы тока через стабилитрон: Д814А — не более 150 мкА, Д814Б — не более 75 мкА, Д814В — не более 75 мкА для отдельных экземпляров партии. Таким образом, выбранный режим работы стабилитрона в данном случае вполне оправдан и обеспечивает удовлетворительную стабилизацию напряжения питания. Ток, потребляемый по цепи питания устройством управления, равен 1,2 мА, а мощность потребления от сети не превышает 0,27 Вт. Снижение мощности позволяет уменьшить габариты устройства.

Пороговое устройство собрано на логических элементах *DD1.1, DD1.2, DD1.3, DD1.4*. Напряжение, накопленное на хронирующем конденсаторе *C2 (C3)*, приложено к одному из входов элемента *DD1.1*. Благодаря наличию слабой гальванической связи электронной схемы с

питающей сетью через сопротивление резисторов *R7*, *R8* напряжение на шине «—» относительно земли периодически становится положительным и отрицательным. Прикосновение к сенсору *X2* вызывает появление на выходах элементов *DD3.1* и *DD2.2* импульсов напряжения логического нуля с частотой 50 Гц. Хронирующий конденсатор *C2 (C3)* разряжается через диод *VD1*. На выходе элемента *DD1.1* появляется логическая единица, однако пороговое устройство не переключается, так как напряжение логического нуля приложено через диод *VD2* и ко входу элемента *DD1.2*. Напряжение логического нуля с выхода элемента *DD3.1* переводит одновременно триггеры на элементах *DD2.3, DD2.4* и на *DD3.2, DD3.3* в нулевое состояние. Тиристор остается выключенным, через нити обеих ламп накаливания *EL1* и *EL2* (фотофонаря и фотоувеличителя) протекает ток, определяемый в основном сопротивлением лампы меньшей мощности, т. е. лампы фотофонаря. Этого тока недостаточно для разогрева нити лампы увеличителя до видимого свечения (напряжение на ней при отношении мощностей $^1/_3$ — около 12 В), но лампа фотофонаря горит при этом почти в полный накал.

В момент отпускания сенсора *X2* на выходе *DD2.2* появляется напряжение логической единицы, а с выхода *DD1.1* такое же напряжение через резистор *R1* оказывается приложенным ко входу элемента *DD1.2*. Пороговое устройство переключается. Блокинг генератор формирует импульсы управления тиристором *VS1*. Тиристор включается и шунтирует лампу фотофонаря, она гаснет, и одновременно начинает светиться лампа фотоувеличителя. Выключение фотофонаря на время экспозиции защищает фоторезистор от дополнительной засветки, способствует тем самым повышению точности экспозиции. Конденсатор *C2 (C3)* заряжается через фоторезистор *R5*. Как только напряжение на *C2 (C3)* достигнет уровня срабатывания порогового устройства, оно выключает блокинг-генератор, а значит, и лампу фотоувеличителя. Одновременно импульс с выхода элемента *DD1.3* через конденсатор *C4* переводит триггер на *DD2.3, DD2.4* в единичное состояние. Конденсатор *C2 (C3)* разряжается.

Если во время горения лампы увеличителя коснуться сенсора *X3*, триггер на *DD3.2, DD3.3* переключится в единичное состояние, а на один из входов элемента *DD1.1* (вывод *2*) поступит напряжение логического нуля. Теперь

лампа увеличителя будет гореть независимо от напряжения на конденсаторе *C2* (*C3*). Это необходимо для установки кадра. Чтобы выключить лампу увеличителя, надо коснуться сенсора *X2*. В схеме происходят процессы, аналогичные описанным выше, и через некоторое время

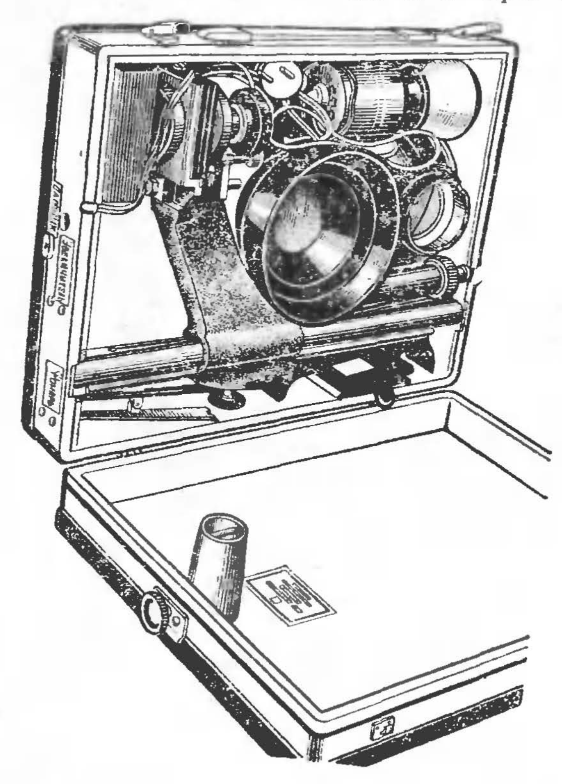


Рис. 2. Размещение экспозиметра в корпусе фотоувеличителя

лампа увеличителя гаснет, а лампа фотофонаря включается.

Значительное внимание при разработке схемы устройства уделено вопросам обеспечения безопасности человека, работающего с прибором, так как фотопечать часто приходится вести в условиях повышенной влажности, что создает повышенную вероятность поражения электрическим током. Непосредственно под напряжением сети находятся лишь диоды моста *VD6* — *VD9*, предохранители *FU1*, *FU2*, тиристор *VS1* и лампы накаливания. Электронное устройство управления соединено с сетью

через ограничительные резисторы *R7*, *R8*. Случайное прикосновение человека к элементам электронного устройства может вызвать протекание через его тело переменного тока силой не более 2,4 мА, что определяется сопротивлением ограничительных резисторов. Такой ток безопасен для жизни человека. Однако даже и такое при-

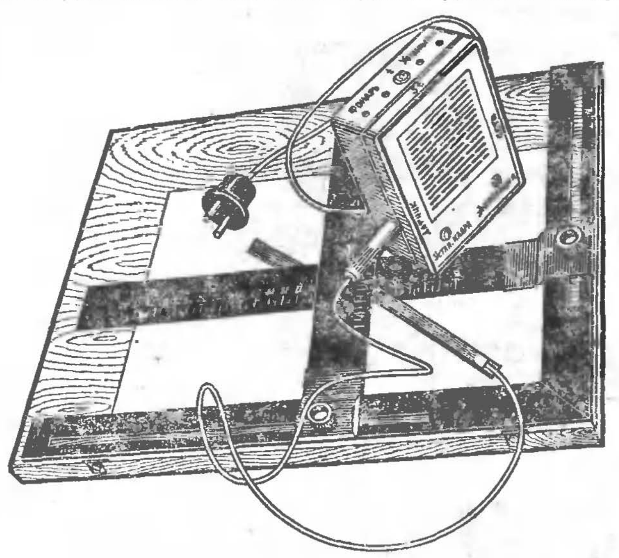
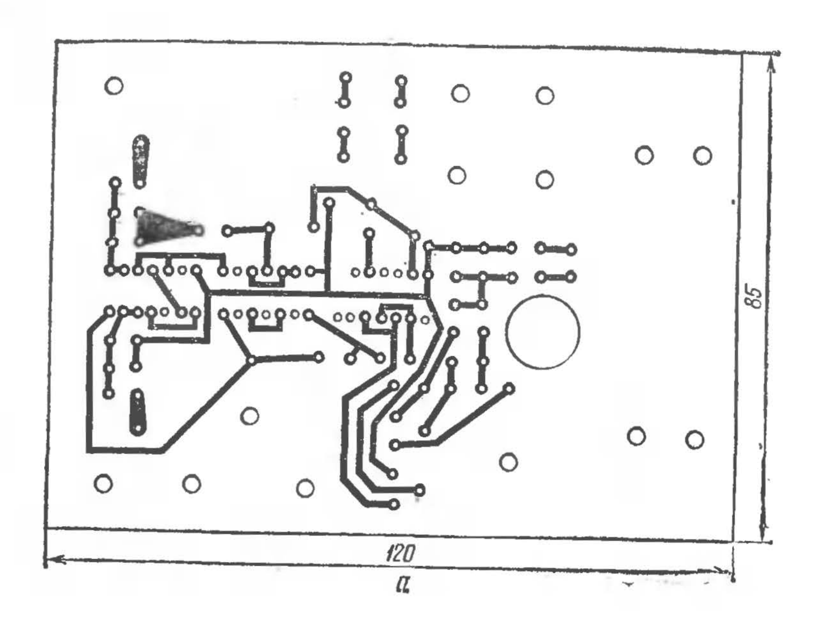


Рис. 3. Внешний вид фотоэкспозиметра

косновение исключено, так как прибор смонтирован в пластмассовом корпусе, на верхнюю крышку которого выведены лишь контакты сенсоров *X2*, *X3*. При прикосновении к ним через тело человека может протекать максимальный ток 40,7 мкА, который совершенно безопасен при любых условиях.

Экспериментальные образцы экспозиметра собраны в двух вариантах: непосредственно в корпусе фотоувеличителя УПА-4 и в пластмассовом корпусе размером 130×95×40 мм. Внешний вид прибора показан на рис.2, 3. В первом варианте контакты сенсоров, тумблер *SA1*, гнезда для подключения ламп фотоувеличителя и фотофонаря, разъем для подключения фотодатчика размещены на корпусе увеличителя, а остальные детали установлены на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита размерами 100×85 мм. Во втором варианте все детали закреплены на печатной плате размером 120×85 мм (рис. 4).



Особое внимание при изготовлении данного прибора необходимо уделить цепям зарядки хронирующего конденсатора *С2* (*С3*). Темновое сопротивление примененного в приборе фоторезистора достигает нескольких гигаом. Сопротивление изолятора платы может оказаться соизмеримым с этой величиной и существенно влиять на выдержку при малых уровнях освещенности фотодатчика. Поэтому указанные цепи выполнены навесным монтажом жестким проводом. Конденсаторы *С2* (*С3*) — К73П-3 приклеены к плате боковой поверхностью.

Трансформатор *Т1* выполнен на ферритовом кольце 600НН типоразмера К10×6×5. Обмотка *I* содержит 25 витков, обмотка *II* — 50, обмотка *III* — 30 витков провода ПЭЛШО диаметром 0,2 мм. Следует обратить внимание на изоляцию обмотки *III* от остальных, так как обмотка *III* находится под напряжением сети.

Лампа *EL2* фотоувеличителя может иметь мощность до 400 Вт, а лампа *EL1* фотофонаря должна иметь мощность не более 100 Вт.

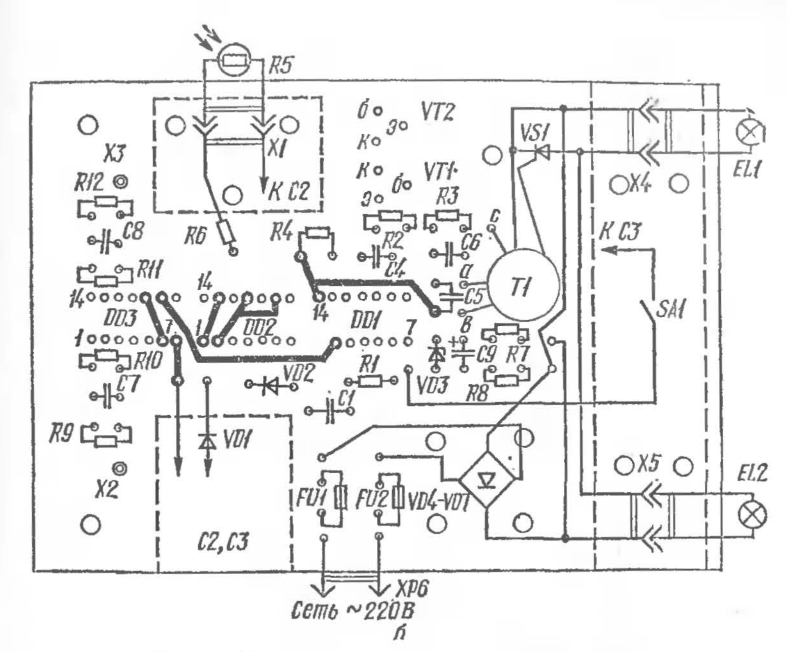


Рис. 4. Монтажная плата фотоэкспозиметра:
а — печатный монтаж; *б* — расположение элементов

Фотодатчик размещается в специальном пазе доски кадрирующей рамки. Конструкция фотодатчика и кадрирующей рамки показана на рисунках. Для подключения фотодатчика к схеме использовано антенное гнездо и соответствующий штекер.

Правильно собранное из исправных деталей устройство налаживания не требует. В редком случае может возникнуть необходимость в увеличении емкости конденсатора *С5* до 0,2 мкФ.

Для печатания фотоснимков с помощью предлагаемого прибора необходимо установить тумблер *SA1* в положение *1*, коснуться одновременно обоих сенсоров, отпустить сенсор *Х2* «Экспозиция», затем сенсор *Х3* «Уст. кадра». После этой манипуляции лампа увеличителя горит независимо от освещенности фотодатчика. Выбрав участок кадра, на котором необходимо получить серый фон, устанавливают под него фотодатчик. Затем надо коснуться сенсора *Х2* «Экспозиция», а после выключения лампы фотоувеличителя уложить на кадрирующую рамку фото-

бумагу и коснуться сенсора *X2* «Экспозиция». Не рекомендуется начинать экспозицию раньше чем через 10...20 с после засветки фоторезистора ярким светом. Перед началом работы с новым сортом фотобумаги необходимо сделать пробный отпечаток. Если он получается слишком светлым, надо переместить фотодатчик на участок негатива с большей плотностью. Если отпечаток темный, требуется переместить фотодатчик на более светлый участок негатива. Если же на данной фотобумаге из-за ее низкой чувствительности не удается получить достаточно плотный отпечаток, следует установить тумблер *SA1* в положение *2*. При этом время экспозиции возрастает.

Для получения всех последующих фотографий на данной фотобумаге необходимо лишь устанавливать фотодатчик вместе с одинаковой плотностью отпечатка.

Во многих случаях эффективнее оказывается следующая технология фотопечати. Заранее или непосредственно перед началом печатания на данной фотобумаге для нее готовится эталон. При этом негатив в увеличитель не вставляется, объектив несколько диафрагмируется, фотодатчик устанавливается под фотобумагой. Плотность экспонированного таким образом и проявленного кусочка фотобумаги и будет эталоном, по которому необходимо устанавливать фотодатчик при печати на данной фотобумаге.

В паузах между экспозициями не рекомендуется допускать попадания прямого света на фотодатчик, так как из-за инерционности фоторезистора это может уменьшить выдержку при экспозиции. Особенно заметным это явление становится при работе с плотным негативом и в других случаях, когда освещенность фотодатчика во время экспозиции мала и, соответственно, время экспозиции велико (минута и более).

Вместо фоторезистора в предлагаемом устройстве может быть установлен переменный резистор 3...10 МОм, а емкость конденсатора *C2 (C3)* увеличена до 10 мкФ. Тогда автоматический экспозиметр превратится в электронное реле времени с сенсорным управлением.

Литература

Гаврилин Ю., Горбунов Б. Сенсорный кодовый замок.— Радио, 1982, № 4, с. 23.

Дробница Н. и др. Фотоэкспозиметры.— Радио, 1976, № 9, с. 26

Мартынова Н., Чикваидзе Е. Бесконтактное реле времени.— Радио, 1982, № 5, с. 30.

Межлумян А. Реле времени для фотопечати.— Радио, 1980, № 11, с. 22.

Псурцев В. Цифровой экспозиметр.— Радио, 1981, № 3, с. 23.

Фомин А. В., Закс М. И. Фотоаппаратура и оборудование фотопредприятий службы быта.— М.: Легкая индустрия, 1980.

Чурбаков А. В. Электронные устройства для фотопечати.— М.: ДОСААФ, 1983.

РАДИОЛЮБИТЕЛЮ-КОНСТРУКТОРУ

АКТИВНЫЕ *RC*-ФИЛЬТРЫ

Б. Успенский

Простым приемом разделения каскадов по частотному признаку является установка разделительных конденсаторов или интегрирующих *RC*-цепей. Однако часто возникает необходимость в фильтрах с более крутыми склонами, чем у *RC*-цепочки. Такая потребность существует всегда, когда надо отделить полезный сигнал от близкой по частоте помехи.

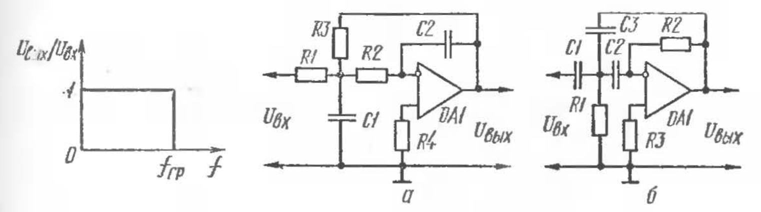


Рис. 1. Идеальная частотная характеристика ФНЧ

Рис. 2. Структура фильтра второго порядка: *а* — нижних частот; *б* — верхних частот

Возникает вопрос: можно ли, соединяя каскадно интегрирующие *RC*-цепочки, получить, например, сложный фильтр нижних частот (ФНЧ) с характеристикой, близкой к идеальной прямоугольной, как на рис. 1? Существует простой ответ на такой вопрос: даже если разделить отдельные *RC*-секции буферными усилителями, все равно из многих плавных перегибов частотной характеристики не сделать одного крутого. В настоящее время в диапазоне частот 0...0,1 МГц подобную задачу решают с помощью активных *RC*-фильтров, не содержащих индуктивностей.

Интегральный операционный усилитель (ОУ) оказался весьма полезным элементом для реализации активных

RC-фильтров. Чем ниже частотный диапазон, тем резче проявляются преимущества активных фильтров с точки зрения микроминиатюризации электронной аппаратуры, так как даже при очень низких частотах (до 0,001 Гц) имеется возможность использовать резисторы и конденсаторы не слишком больших номиналов.

Таблица 1

Сравнение характеристик фильтров нижних частот (расчетная граница полосы пропускания 1 Гц)

Тип фильтра	Уровень —3 дБ, Гц	Число полюсов (порядок)	Передача импульсов		Подавление в полосе задерживания, дБ	
			время нарастания до уровня 0,9, с	выброс, %	$2f_{гр}$	$10f_{гр}$
Фильтр Бесселя —3 дБ на 1,0 Гц	1,0	2	0,4	0,4	10	36
	1,0	4	0,5	0,8	13	66
	1,0	6	0,6	0,6	14	92
Фильтр Баттерворта — 3 дБ на 1,0 Гц	1,0	2	0,4	4	12	40
	1,0	4	0,6	11	24	80
	1,0	6	0,9	14	36	120
Фильтр Чебышева, пульсации 0,5 дБ	1,39	2	0,4	11	8	37
	1,09	4	0,7	18	31	89
	1,04	6	1,1	21	54	141
Фильтр Чебышева, пульсации 2,0 дБ	1,07	2	0,4	21	15	44
	1,02	4	0,7	28	37	96
	1,01	6	1,1	32	60	148

В активных фильтрах обеспечивается реализация частотных характеристик всех типов: нижних и верхних частот, полосовых с одним элементом настройки (эквивалент одиночного *LC*-контура), полосовых с несколькими сопряженными элементами настройки, режекторных, фазовых фильтров и ряда других специальных характеристик.

Создание активных фильтров начинают с выбора по графикам или функциональным таблицам того вида частотной характеристики, которая обеспечит желаемое подавление помехи относительно единичного уровня на требуемой частоте, отличающейся в заданное число раз от границы полосы пропускания или от средней частоты для резонансного фильтра. Напомним, что полоса пропускания ФНЧ простирается по частоте от 0 до граничной

частоты $f_{гр}$, фильтра высокой частоты (ФВЧ) — от $f_{гр}$ до бесконечности. При построении фильтров наибольшее распространение получили функции Баттерворта, Чебышева и Бесселя. В отличие от других характеристика фильтра Чебышева в полосе пропускания колеблется (пульсирует) около заданного уровня в установленных пределах, выражаемых в децибелах.

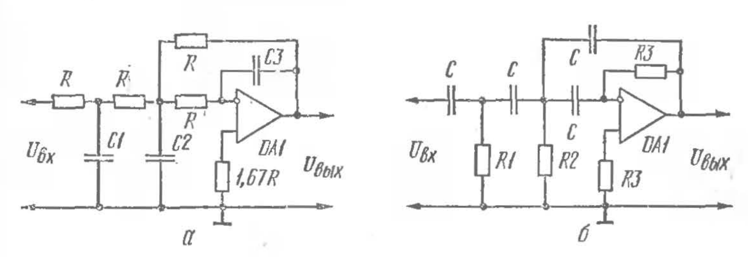


Рис. 3. Структура фильтра третьего порядка:
а — нижних частот; *б* — верхних частот

Степень приближения характеристики того или иного фильтра к идеальной зависит от порядка математической функции (чем выше порядок — тем ближе). Как правило, используют фильтры не более 10-го порядка. Повышение порядка затрудняет настройку фильтра и ухудшает стабильность его параметров. Максимальная добротность активного фильтра достигает нескольких сотен на частотах до 1 кГц.

Одной из наиболее распространенных структур каскадных фильтров является звено с многопетлевой обратной связью, построенное на базе инвертирующего ОУ, который в расчетах принят за идеальный. Звено второго порядка показано на рис. 2. Для простоты реализации принимаем: для ФНЧ — $R1 = R2 = R3 = R$, $R4 = 1,5R$; для ФВЧ — $C1 = C2 = C3 = C$, $R2 = R3$. Для ФНЧ определим расчетную емкость $C_0 = 1/2\pi f_{гр}R$, где $f_{гр}$ — граничная частота. Для ФВЧ определим $R_0 = 1/2\pi f_{гр}C$. Размерности в расчетах — Ом, Ф, Гц. Коэффициент передачи звена равен 1.

Значение *C1*, *C2* для ФНЧ и *R1*, *R2* для ФВЧ тогда определяются умножением или делением C_0 и R_0 на коэффициенты из табл. 2 по правилу:

$$C1 = m_1C_0, \quad R1 = R_0/m_1$$
$$C2 = m_2C_0, \quad R2 = R_0/m_2.$$

Звенья третьего порядка ФНЧ и ФВЧ показаны на рис. 3. В полосе пропускания коэффициент передачи звена равен 0,5. Определение элементов произведем по тому же правилу:

$$C1 = m_1 C_0, \quad R1 = R_0/m_1$$
$$C2 = m_2 C_0, \quad R2 = R_0/m_2$$
$$C3 = m_3 C_0, \quad R3 = R_0/m_3.$$

Таблица коэффициентов выглядит следующим образом.

Таблица 2

Порядок фильтра	m_1	m_2	m_3	m_4	m_5	m_6
Фильтр Бесселя						
1	1,00					
2	1,00	0,33				
3	1,19	0,69	0,16			
4	0,51	0,21	0,71	0,12		
5	0,76	0,39	0,12	0,64	0,085	
6	0,35	0,15	0,4	0,12	0,59	0,063
Фильтр Баттерворта						
1	1,00					
2	2,12	0,47				
3	2,37	2,59	0,32			
4	3,19	0,25	1,62	0,61		
5	2,16	4,31	0,21	1,85	0,54	
6	5,79	0,17	2,12	0,47	1,55	0,64
Фильтр Чебышева (1 дБ)						
1	1,96					
2	2,73	0,33				
3	4,21	5,84	0,16			
4	10,75	0,094	4,45	0,80		
5	6,96	16,56	0,060	6,40	0,36	
6	24,12	0,041	8,82	0,20	6,46	1,24

Порядок фильтра надо определить расчетным путем, задавшись отношением $U_{вых}/U_{вх}$ на частоте f вне полосы пропускания при известной граничной частоте $f_{гр}$. Для фильтра Баттерворта существует зависимость

$$U_{вых}/U_{вх} = 1/\sqrt{1 + (f/f_{гр})^{2n}},$$

откуда можно найти n, округляя его до целого числа в большую сторону. Если порядок велик, надо перейти к фильтру Чебышева, если мал, то следует оценить возможность использования фильтра Бесселя, в наименьшей степени искажающего полезный сигнал в полосе пропускания и обладающего линейной фазовой характеристикой.

Реализация фильтров четного порядка осуществляется путем каскадного включения нескольких звеньев второго порядка. Если требуемая сумма порядков звеньев является нечетной, то при расчете фильтров индексы m_1, m_2, m_3 относятся к одному звену третьего порядка, а остальные — к звеньям второго порядка. Для лучшего подавления шумов каскады включают по мере возрастания добротности $Q_0 = 0{,}33\sqrt{C1/C2}$ для ФНЧ — звена второго порядка, т. е. начиная с последних звеньев, если следовать табл. 2.

Укажем расчетные значения добротности Q_0 звеньев с наибольшими резонансными свойствами фильтров шестого порядка Бесселя, Баттерворта, Чебышева с неравномерностью 1 дБ и 2 дБ:

$$Q_0 = 1{,}023; \quad 1{,}932; \quad 8{,}004; \quad 10{,}462.$$

Эти величины уменьшаются, если ОУ имеет конечный коэффициент усиления K:

$$Q = Q_0/(1 + 3Q_0^2/K).$$

Следовательно, необходимо обеспечить на граничной частоте фильтра $K \gg 3Q_0^2$, иначе характеристика фильтра в полосе задерживания будет отличаться в худшую сторону. Нетрудно подсчитать для звена фильтра Чебышева шестого порядка с неравномерностью 2 дБ: $K \gg 328{,}4$. На стандартном ОУ К14ОУД7 с частотой единичного усиления до 1 МГц такое звено обеспечит десятипроцентную погрешность добротности на частоте $10^6/328{,}4 = 304{,}5$ Гц. Применяя скоростные ОУ, можно отодвинуть эту границу в область более высоких частот.

Для иллюстрации на рис. 4 приведено сравнение характеристик трех фильтров нижних частот шестого порядка с характеристикой затухания RC-цепи. Все устройства имеют одно и то же значение $f_{гр}$.

Полосовой активный фильтр можно построить на одном ОУ по схеме рис. 5. Рассмотрим числовой пример. Пусть необходимо построить селективный фильтр с резонансной частотой $f_0 = 10$ Гц и добротностью $Q = 100$.

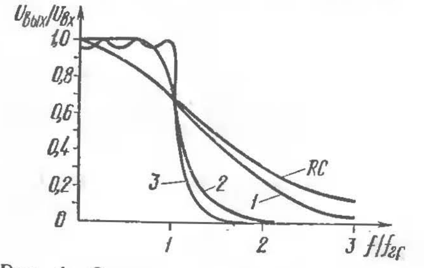
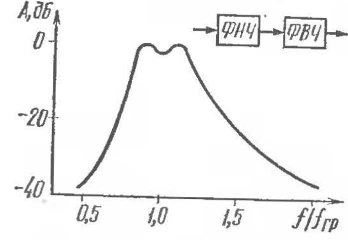


Рис. 4. Сравнение характеристик ФНЧ шестого порядка:
1 — фильтр Бесселя; *2* — фильтр Баттерворта; *3* — фильтр Чебышева (пульсации 0,5 дБ)

Рис. 5. Полосовой фильтр

Его полоса находится в пределах 9,95...10,05 Гц. На резонансной частоте коэффициент передачи $B_0 = 10$. Зададим емкость конденсатора $C = 1$ мкФ. Тогда по формулам для рассматриваемого фильтра:

$$R2 = Q/\pi f_0 C = 3{,}18 \text{ (МОм)};$$
$$R1 = R2/2B_0 = 159 \text{ (кОм)};$$
$$R3 = B_0 R1/(2Q^2 + B_0) = 79{,}5 \text{ (Ом)}.$$



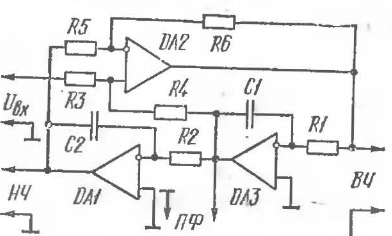


Рис. 6. Полосно-пропускающий фильтр

Рис. 7. Активный фильтр второго порядка

Устройство остается работоспособным, если исключить *R3* и использовать ОУ с усилением, точно равным $2Q^2$. Но тогда добротность зависит от свойств ОУ и будет нестабильна. Поэтому коэффициент усиления ОУ на резонансной частоте должен значительно превышать $2Q^2 = 20\,000$ на частоте 10 Гц. Если усиление ОУ превышает

200 000 на частоте 10 Гц, можно увеличить *R3* на 10 %, чтобы добиться расчетного значения добротности. Не всякий ОУ имеет на частоте 10 Гц усиление 20 000, тем более 200 000. Например, ОУ К140УД7 не подходит для такого фильтра; потребуется КМ551УД1А (Б).

Используя ФНЧ и ФВЧ, включенные каскадно, получают полосно-пропускающий фильтр (рис. 6). Крутизна склонов характеристики такого фильтра определяется порядком выбранных ФНЧ и ФВЧ. Осуществляя разнос граничных частот высокодобротных ФВЧ и ФНЧ, можно расширить полосу пропускания, но при этом ухудшается равномерность коэффициента передачи в пределах полосы. Представляет интерес получить плоскую амплитудно-частотную характеристику в полосе пропускания.

Взаимная расстройка нескольких резонансных полосовых фильтров (ПФ), каждый из которых может быть построен по схеме рис. 5, дает плоскую частотную характеристику с одновременным увеличением избирательности. При этом выбирают одну из известных функций для реализации заданных требований к частотной характеристике, а затем преобразуют НЧ-функцию в полосно-пропускающую для определения добротности $Q_р$ и резонансной частоты $f_р$ каждого звена. Звенья включают последовательно, причем неравномерность характеристики в полосе пропускания и избирательность улучшаются с увеличением числа каскадов резонансных ПФ.

Для упрощения методики создания каскадных ПФ в табл. 3 представлены оптимальные значения полосы частот $\Delta f_р$ (по уровню —3 дБ) и средней частоты $f_р$ резонансных звеньев, выраженные через общую полосу частот Δf (по уровню —3 дБ) и среднюю частоту f_0 составного фильтра.

Точные значения средней частоты и границ по уровню —3 дБ лучше всего подбирать экспериментально, подстраивая добротность.

На примере ФНЧ, ФВЧ и ПФ мы видели, что требования к коэффициенту усиления или широкополосности ОУ могут быть чрезмерно велики. Тогда следует перейти к звеньям второго порядка на двух или трех ОУ. На рис. 7 представлен интересный фильтр второго порядка, объединяющий в себе функции трех фильтров: с выхода *DA1* получим сигнал ФНЧ, с выхода *DA2* — сигнал ФВЧ, а с выхода *DA3* — сигнал ПФ. Граничные частоты ФНЧ, ФВЧ и центральная частота ПФ одна и та же. Добротность

также одинакова для всех фильтров. При условии $C1 = C2 = C$, $R1 = R2$, $R3 = R5 = R6$ выбираем свободно $f_{гр}$, Q_0, C. Тогда расчет фильтров прост: $R1 = R2 = 1/2\pi f_{гр}C$, $R4 = (2Q_0 - 1)R3$. Коэффициент передачи входного сигнала

ФНЧ, ФВЧ: $B_0 = 2 - 1/Q_0$ в полосе пропускания,

ПФ: $B_0 = 2Q_0 - 1$ на резонансной частоте.

Все фильтры можно настраивать посредством одновременного изменения $R1$, $R2$ или $C1$, $C2$. Добротность независимо от этого можно регулировать при помощи $R4$. Конечность усиления ОУ определяет истинную добротность $Q = Q_0(1 + 2Q_0/K)$.

Таблица 3

Параметры ПФ на каскадах с взаимной расстройкой

Число резонансных фильтров	Полоса частот каждого ПФ, $\Delta f_р$	Средняя частота каждого ПФ, $f_р$
2	$0{,}71\Delta f$	$f_0 \pm 0{,}35\,\Delta f$
3	$1{,}0\Delta f$ $0{,}5\Delta f$	f_0 $f_0 \pm 0{,}43\Delta f$
4	$0{,}93\Delta f$ $0{,}38\Delta f$	$f_0 \pm 0{,}19\Delta f$ $f_0 \pm 0{,}46\Delta f$
5	$1{,}0\Delta f$ $Q_р = 4{,}12$ $Q_р = 10{,}8$	f_0 $f_0 \pm 0{,}283\Delta f$ $f_0 \pm 0{,}477\Delta f$

Необходимо выбрать ОУ с коэффициентом усиления $K \gg 2Q_0$ на граничной частоте. Это условие значительно менее категорично, чем для фильтров на одном ОУ. Следовательно, на трех ОУ сравнительно невысокого качества можно собрать фильтр с лучшими характеристиками.

Полосно-заграждающий (режекторный) фильтр подчас необходим для вырезания узкополосной помехи, например сетевой частоты или ее гармоник. Используя, например, четырехполюсные ФНЧ и ФВЧ Баттерворта с граничными частотами 25 Гц и 100 Гц (рис. 8) и отдельный сумматор на ОУ, получим фильтр на частоту 50 Гц с добротностью $Q = 5$ и глубиной режекции —24 дБ. Достоинством та-

кого фильтра является то, что его характеристика в полосе пропускания — ниже 25 Гц и выше 100 Гц — оказывается идеально плоской.

Как и полосовой фильтр, режекторный фильтр можно собрать на одном ОУ. К сожалению, характеристики таких фильтров не отличаются стабильностью. Поэтому рекомендуем применять гираторный фильтр на двух ОУ

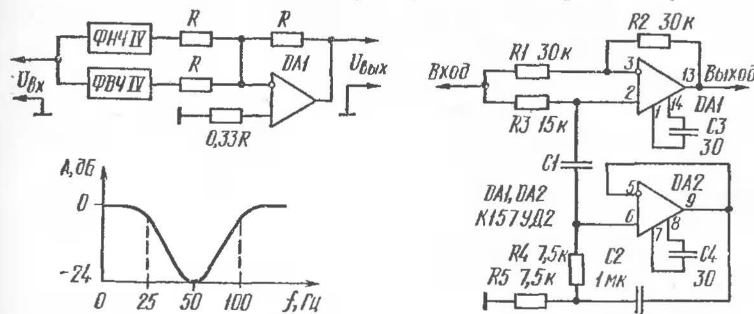


Рис. 8. Полосно-заграждающий фильтр

Рис. 9. Режекторный гираторный фильтр

(рис. 9). Резонансная схема на усилителе $DA2$ не склонна к генерации. При выборе сопротивлений следует выдержать соотношение $R1/R2 = R3/2R4$. Установив емкость конденсатора $C2$, изменением емкости конденсатора $C1$ можно настроить фильтр на требуемую частоту f_0^2 (Гц) $= 400/C$ (мкФ). В небольших пределах добротность можно регулировать подстройкой резистора $R5$. Используя эту схему, можно получить глубину режекции до 40 дБ, однако амплитуду входного сигнала следует уменьшать чтобы сохранить линейность гиратора на элементе $DA2$.

В описанных выше фильтрах коэффициент передачи и фазовый сдвиг зависели от частоты входного сигнала. Существуют схемы активных фильтров, коэффициент передачи которых остается постоянным, а фазовый сдвиг зависит от частоты. Такие схемы называют фазовыми фильтрами. Они используются для фазовой коррекции и задержки сигналов без искажений.

Простейший фазовый фильтр первого порядка показан на рис. 10. На низких частотах, когда емкость конденсатора C не работает, коэффициент передачи равен $+1$, а на высоких -1. Изменяется только фаза выходного сигнала. Эта схема с успехом может быть использована как фазовращатель. Изменяя сопротивление резистора R,

можно регулировать на выходе фазовый сдвиг входного синусоидального сигнала.

Существуют также фазовые звенья второго порядка. Объединяя их каскадно, строят фазовые фильтры высоких порядков. Например, для задержки входного сигнала с частотным спектром 0...1 кГц на время 2 мс требуется фазовый фильтр седьмого порядка, параметры которого определяются по таблицам.

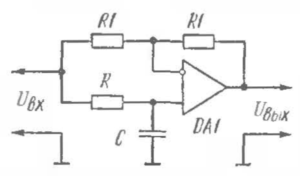


Рис. 10. Фазовый фильтр первого порядка

Следует отметить, что любое отклонение номиналов используемых *RC*-элементов от расчетных приводит к ухудшению параметров фильтра. Поэтому желательно применять точные или подобранные резисторы, а нестандартные номиналы образовывать параллельным включением нескольких конденсаторов. Электролитические конденсаторы применять не следует. Помимо требований по усилению ОУ должен обладать высоким входным сопротивлением, значительно превышающим сопротивления резисторов фильтра. Если этого обеспечить нельзя, подключите перед входом инвертирующего усилителя повторитель на ОУ.

Отечественная промышленность выпускает гибридные интегральные схемы серии К298, которая включает *RC*-фильтры верхних и нижних частот шестого порядка на базе усилителей с единичным усилением (повторителей). Фильтры имеют 21 номинал граничной частоты от 100 до 10 000 Гц с отклонением не более ± 3 %. Обозначение фильтров К298ФН1...21 и К298ФВ1...21.

Принципы конструирования фильтров не ограничиваются приведенными примерами. Менее распространены активные *R*-фильтры без сосредоточенных емкостей и индуктивностей, использующие инерционные свойства ОУ. Предельно высокие значения добротности, вплоть до 1000 на частотах до 100 кГц, обеспечивают синхронные фильтры с коммутируемыми емкостями. Наконец, методами полупроводниковой технологии с зарядовой связью создают активные фильтры на приборах с переносом заряда. Такой фильтр верхних частот 528ФВ1 с граничной частотой 820...940 Гц имеется в составе серии 528; динамический фильтр нижних частот 1111ФН1 является одной из новых разработок.

Литература

Грэм Дж., Тоби Дж., Хьюлсман Л. Проектирование и применение операционных усилителей.— М. : Мир, 1974, с. 510.
Марше Ж. Операционные усилители и их применение.— Л. : Энергия, 1974, с. 215.
Гарет П. Аналоговые устройства для микропроцессоров и мини-ЭВМ.— М. : Мир, 1981, с. 268.
Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника.— М. : Мир, 1982, с. 512.
Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники, т. 1.— М. : Мир, 1983, с. 598.

ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО-АВТОМАТ

В. Сосницкий

Описанное в журнале «Радио» (1978, № 5, с. 27) устройство осуществляет зарядку аккумулятора стабильным током и обеспечивает удобство при эксплуатации. Однако у него есть недостаток, заключающийся в том, что нет четкого контроля окончания зарядки — показаний амперметра, включенного в цепь зарядного тока, недостаточно. Улучшить эксплуатационные показатели этого устройства можно, если ввести элемент контроля за зарядкой аккумулятора или же предусмотреть автоматическое отключение от питающей сети.

Предлагаемый вариант зарядного устройства автоматически отключается от сети переменного тока по окончании зарядки и не содержит шкальных приборов. Контроль включения и протекания зарядного тока осуществляется при помощи двух индикаторных лампочек.

Устройство работает следующим образом (рис. 1). При включении сети переменного тока засвечивается неоновая лампа *HL1*. Первичная обмотка трансформатора *T1* отсоединена от сети разомкнутыми контактами *K1.1*. При подключении к выходу устройства аккумулятора благодаря нормально замкнутым контактам *K2.1* срабатывает реле *K1*, подключающее зарядное устройство к сети. Во вторичной цепи начинает протекать зарядный ток, и засвечивается лампа *HL2*.

По достижении напряжения, которое характерно для заряженного аккумулятора, срабатывает реле *K2*, которое своими контактами *K2.1* разрывает цепь обмотки *K1*. При этом устройство отключается от сети. Обмотка реле *K2* потребляет весьма незначительный ток по сравнению с нор-

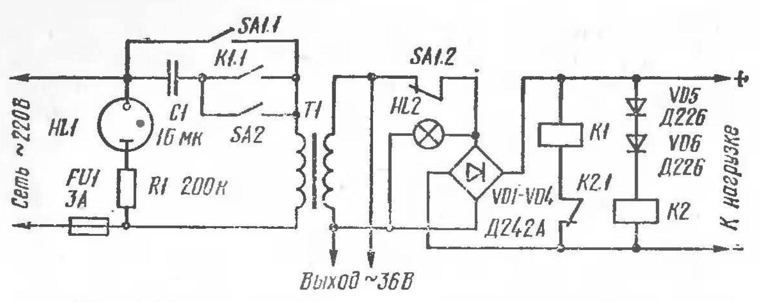


Рис. 1. Принципиальная схема зарядного устройства

мальным разрядным, поэтому аккумулятор может долго находиться в таком состоянии, ожидая отключения.

Если к устройству подключается полностью разряженный аккумулятор, который не способен включить реле *K1*, то начало зарядки можно осуществить кнопкой *SA2* «Пуск», включенной параллельно контактам *K1.1*. Если аккумуляторы предполагается заряжать часто, то удобнее использовать тумблер «Пуск». При случайном обрыве цепи аккумулятора реле *K1* выключается при первом же прохождении пульсирующего напряжения вторичной обмотки трансформатора через нулевое значение, что приводит к отключению устройства от сети.

Из описания работы устройства следует, что свечение лампы *HL2* сигнализирует о протекании зарядного тока. По этой причине оказалось возможным исключить шкальный прибор.

В устройстве можно применять трансформаторы с выходным напряжением от 25 до 40 В мощностью около 150 Вт. Вторичная обмотка должна иметь диаметр провода не менее 2 мм. В данной конструкции применен трансформатор ТОС-250 с выходным напряжением 36 В. Использовано реле *K2* РЭС-9, паспорт РС4.524.200 или РС4.524.201. Это реле выбирается из условия надежного срабатывания при напряжении 15,8...16,2 В, т. е. по достижении аккумулятором с номинальным напряжением 13,2 В конечного напряжения зарядки. Подбор легче осуществить, включая последовательно с реле *K2* от одного до трех диодов Д226 в прямом направлении. Реле *K1* — любое, срабатывающее при напряжении 8...9 В и позволяющее коммутировать переменный ток силой не менее 2 А при напряжении 220 В, например МКУ-48. Лампа *HL1* — любая неоновая, можно даже применить неисправный тиратрон МТХ-90. Лампа *HL2* — ЛН-13,6. Чтобы четко различать лампы, колпачок *HL2* должен быть другого цвета, например зеленого. Диоды *VD1* — *VD4* следует выбрать из серии Д242 — Д247. Их необходимо установить на дюралюминиевые пластины или иные радиаторы с площадью поверхности около 100 см². Кнопка *SA2* — КУ-1, допускающая коммутацию тока не менее 3 А.

Определенные удобства представляет возможность использования зарядного устройства в качестве источника переменного напряжения 36 В. Для этого введен сдвоенный тумблер *SA1* Т3.

Конденсатор *C1* — МБГО, МБГП на напряжение не ниже 600 В. Емкость его зависит от импеданса трансформатора, она подбирается по силе требуемого зарядного тока. В данной конструкции для получения тока силой 5,5 А выбран *C1* емкостью 15...16 мкФ. При необходимости можно ввести форсированный или иной режим зарядки путем коммутации различных конденсаторов.

Описанное зарядное устройство эксплуатируется в течение нескольких лет, зарекомендовав себя как весьма удобное и надежное.

ЭЛЕКТРОНИКА ДЛЯ СПОРТЛОТО

В. Баканов, Э. Качанов

Предложено много «систем» заполнения карточек спортлото. Были попытки использовать в игре ЭВМ. Однако, как и следовало ожидать, и «системы», и ЭВМ не обеспечили игрокам крупных выигрышей. Причина этого проста: разыгрываемые комбинации чисел носят случайный характер и при небольшом количестве заполняемых карточек никакие системы не могут существенно увеличить шансы на выигрыш. В этом случае при заполнении карточек спортлото наиболее целесообразным, вероятно, является использование генератора случайных чисел (ГСЧ).

Генератор выдает случайные числа в двух диапазонах: от 0 до 36 для варианта «5 из 36» и от 0 до 49 для варианта «6 из 49». Числа высвечиваются на цифровом индикаторе. Питание от батареи типа «Крона» или аккумулятора. Для уменьшения энергопотребления время работы цифровых индикаторов ограничено, включаются они на несколько секунд для считывания информации, после чего подача питания на индикаторы прекращается.

В состоянии покоя и счета ГСЧ потребляет ток не более 1 мА, а в состоянии индикации — не более 20 мА.

Принцип работы ГСЧ рассмотрим по функциональной схеме (рис. 1).

ГСЧ состоит из кнопки управления *1*, генератора импульсов *2*, одновибратора *3*, счетчика с дешифратором *4*, цифровых индикаторов *5*, схемы сброса счетчика и переключателя режима работы *7*.

При нажатии кнопки управления *1* разрешается работа генератора *2*. В зависимости от положения переключа-

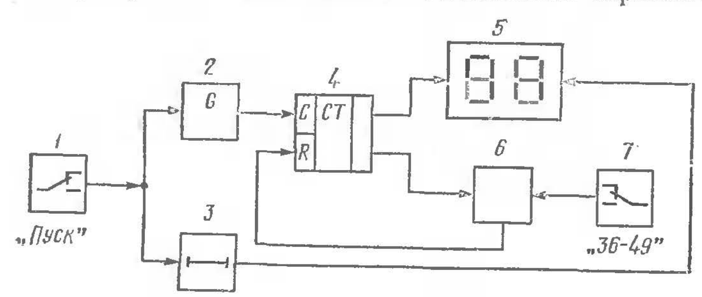


Рис. 1. Функциональная схема ГСЧ

теля *7* счетчик производит подсчет импульсов от 0 до 36 или от 0 до 49. Частота генератора выбирается из условия

$$f \gg \frac{N}{T},$$

где f — частота генератора; N — максимальное число заполнения счетчика; T — минимальное время нажатия кнопки.

Так как $N = 50$, а $T \geqslant 0{,}2\,С$ — среднее время реакции человека, то при частоте генератора 2...3 кГц будет происходить многократное заполнение счетчика, а останов его будет при отжатии кнопки управления *1*. С этого момента запускается одновибратор *3* на время 2...3 с и разрешает свечение цифровых индикаторов. Это время выбирается из условий достоверного считывания полученной информации и минимального энергопотребления.

Принципиальная схема ГСЧ приведена на рис. 2. Генератор импульсов выполнен на двух элементах 2И-НЕ *DD1.1* и *DD1.2*, резисторах *R3*, *R4* и конденсаторе *C1* и управляется кнопкой *SA2*, нормально замкнутый контакт которой подключен к выводу *2* микросхемы *DD1*.

Одновибратор выполнен на двух элементах *DD1.3* и *DD1.4*, конденсаторе *C2*, диоде *VD1* и резисторе *R1*. Он

обеспечивает управление ключом на транзисторе *VT1*, разрешающем включение цифровых индикаторов *HL1* и *HL2*. В нормальном состоянии конденсатор *C2* разряжен. При нажатии кнопки *SA2* происходит быстрая зарядка конденсатора *C2* через резистор *R2* и открытый диод *VD1*, а при отпускании кнопки — разрядка конденсатора *C2* через резистор *R1*. Длительность импульса на выводе *11* микросхемы *DD1* определяется по формуле $T \approx 0{,}7\ R1 \cdot C2$.

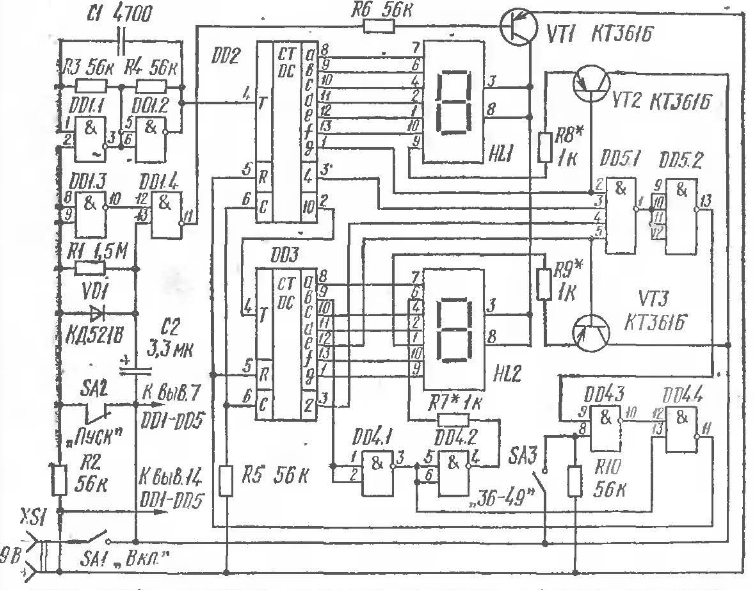


Рис. 2. Принципиальная схема ГСЧ

Устройство сброса счетчика собрано на микросхемах *DD4*, *DD5*, управление режимом работы осуществляется переключателем *SA3* «36—49» подачей логического 0 или логической 1 на вывод *8* микросхемы *DD4*. В состоянии «49» на выводе *12 DD4* устанавливается потенциал логической 1 и сброс счетчика в нулевое состояние происходит при достижении значения 50, т. е. в момент появления логической 1 на выводе *10* микросхемы *DD3*, что приводит к изменению состояния на выводе *13 DD5*; таким образом счетчик производит подсчет импульсов от 0 до 49. Повторитель логического сигнала, выполненный на двух инверторах

DD4.1 и *DD4.2*, обеспечивает развязку микросхемы *D3* по нагрузочной способности. Подбором резистора *R7* обеспечивается регулировка яркости свечения сегмента *а* индикатора *HL2*.

Микросхема *DD5* сигнализирует о поступлении логических сигналов при достижении счетчиком состояния 37, такое состояние получается при наличии потенциалов логической 1 на выводах *1* и *3* микросхемы *DD2* и на выводах *3* и *12* микросхемы *DD3*. Для согласования по нагрузочной способности этих микросхем используются эмиттерные повторители на транзисторах *VT1* и *VT2*, управляющие работой сегментов *g* индикатора *HL1* и *e HL2*. Резисторами *R9* и *R10* производится установка яркости свечения соответствующих индикаторов.

В устройстве используются интегральные микросхемы серии К176. Диод *VD1* может быть любой маломощный кремниевый, транзисторы также могут быть заменены на любые маломощные кремниевые. В качестве индикаторов используются светодиодные семисегментные матрицы АЛС 304Г, возможны и другие светодиодные индикаторы с общим анодом.

При использовании индикаторов с общим катодом (АЛ 304А — В и др.) необходимо изменить схему в соответствии с рис. 3.

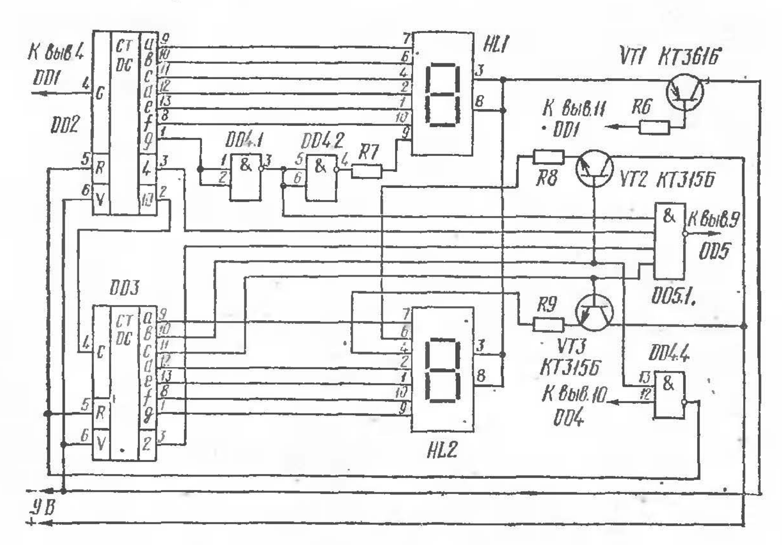


Рис. 3. Схема подключения индикаторов с общим катодом

Устройство собрано на двусторонней печатной плате. Весь ГСЧ представляет собой карманный прибор (его габариты 20 × 60 × 120 мм, рис. 4), выполненный таким образом, чтобы работать с ним можно было одной рукой, при этом кнопка *SA1* МП-7 управления генератором находится под указательным пальцем. Переключатель *SA3* ПДМ1-1 находится под большим пальцем левой руки.

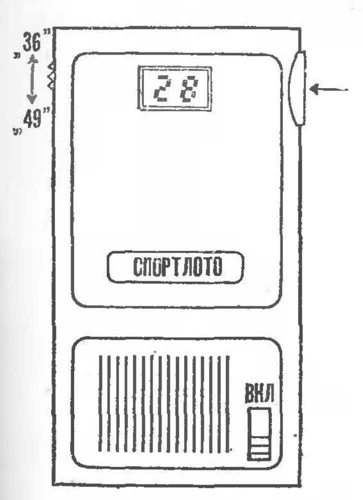


Рис. 4. Внешний вид прибора

ВОЗВРАЩАЯСЬ К НАПЕЧАТАННОМУ

МАЛОГАБАРИТНЫЙ ЧАСТОТОМЕР (ДОПОЛНЕНИЕ)

В. Скрыпник

По многочисленным просьбам читателей автором статьи в сборнике ВРЛ № 84 разработан рисунок проводников основной печатной платы, рассчитанной на установку микросхем серии К155 (рис. 1). Плата может быть изготовлена из одностороннего фольгированного стеклотекстолита размером 90×170 мм и толщиной 1,5 мм. Со стороны микросхем установлены проволочные перемычки, конденсаторы, резисторы и кварцевый резонатор. Подстроечный конденсатор *С7* должен быть КПК-МП. Кроме того, на плате предусмотрены места для блокировочных конденсаторов по цепям питания микросхем (на принципиальной схеме не показаны), которые желательно установить. Это могут быть конденсаторы КЛС, КМ, К10-7

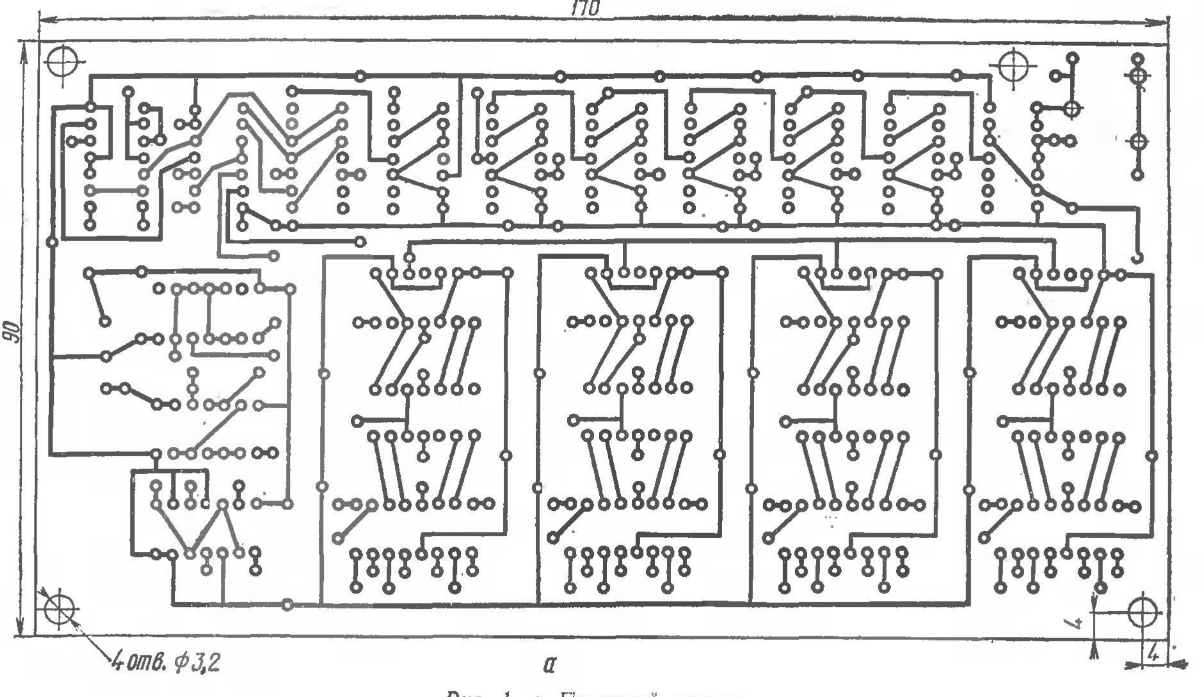


Рис. 1, а. Печатный монтаж

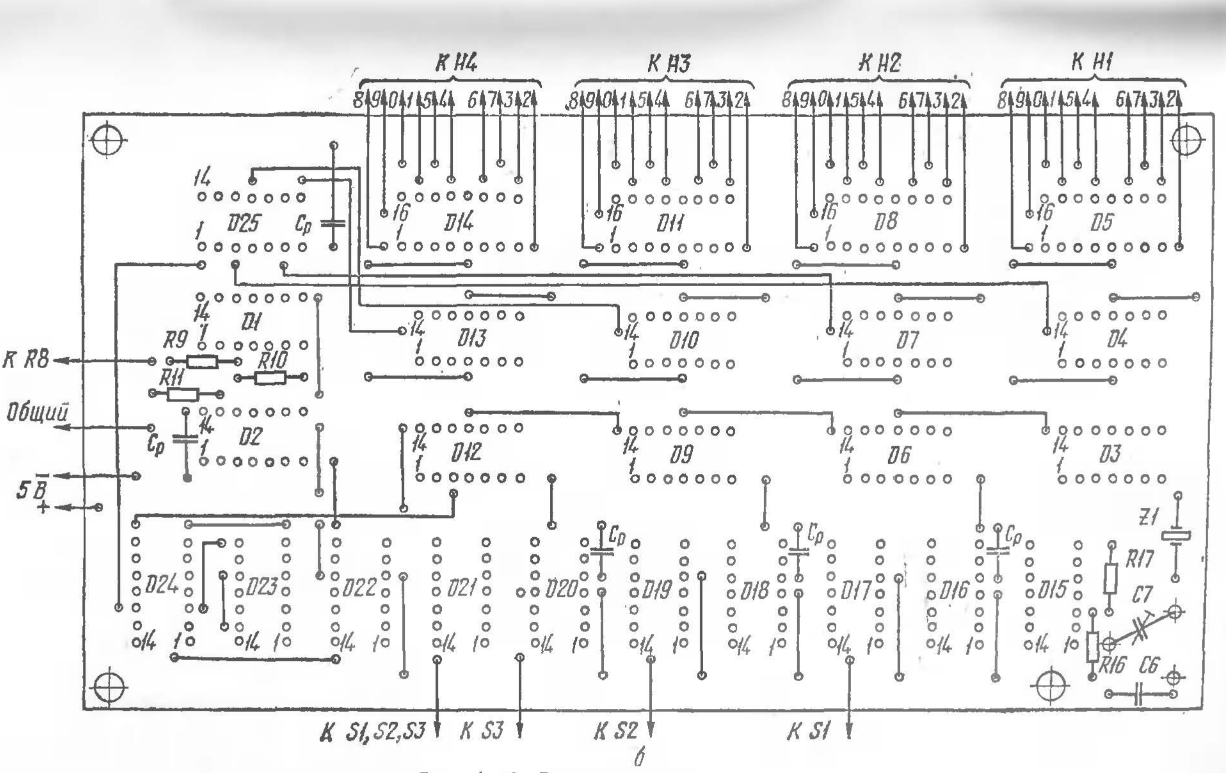


Рис. 1, б. Расположение элементов

емкостью от 4700 пФ до 0,15 мкФ. Следует учесть, что эта же плата может быть использована и в случае применения всех или части микросхем серии К133. В этом случае к выводам микросхем надо будет допаять отрезки медного луженого провода диаметром 0,2...0,3 мм.

При монтаже микросхем на плату следует учесть, что на ней есть незначительные несоответствия принципиальной схеме. Так, в микросхеме *D1* изменен порядок включения логических элементов. Вывод *6* соединяется с выводами *12* и *13*, вывод *11* — с *9* и *10*, а вывод *8* подключен к выводу *12* микросхемы *D2*. В микросхеме *D22* вывод *2* соединяется с *11*, а *3* — с *8*. Во всех четырех логических элементах 2И-НЕ микросхемы *D23* входы надо поменять местами. Все указанные отличия не имеют принципиального значения для работы частотомера и сделаны только из соображения рационального размещения проводников на плате.

Несколько замечаний по регулировке частотомера. Самым «капризным» узлом является входной формирователь, настройке которого надо уделить максимум старания. Заменив *R3* и *R4* переменными резисторами 2,2 кОм и 100 Ом, надо на резисторе *R5* установить напряжение примерно 0,1...0,2 В. Подав от генератора сигналов на вход формирователя синусоидальное напряжение амплитудой около 0,5 В и заменив резистор *R6* переменным резистором с номиналом 2,2 кОм, надо его подстроить так, чтобы на выходе элемента *D1.4* появились прямоугольные импульсы. Постепенно понижая входной уровень и повышая частоту, надо подбором элементов *R6* и *C3* добиться устойчивой работы формирователя во всем рабочем диапазоне. Возможно при этом придется подобрать сопротивление резистора *R9*. В процессе налаживания все переменные резисторы должны иметь выводы длиной не более 1...2 см. Когда налаживание будет завершено, следует их выпаивать по одному и заменять постоянными резисторами подходящего номинала, каждый раз проверяя работу формирователя.

При измерении частоты синусоидальных сигналов ниже 100 кГц скорость нарастания напряжения оказывается недостаточной и некоторое время элемент *D1.1* находится в активном режиме, хаотически переключаясь. При работе с импульсными сигналами этого не наблюдается. Поэтому если предполагается работа с синусоидальными сигналами низких частот, надо применить формирователь, содержащий каскад с положительной обратной связью. С этой целью после усилителя лучше применить триггер Шмитта. В конструкции частотомера кроме указанных индикаторов ИН-17 можно применить газоразрядные индикаторы ИН-8-2, ИН-12 и т. п. В блоке питания можно использовать кремниевые *p—n—p* транзисторы, например КТ814, КТ816 с любым буквенным индексом. В формирователе импульсов транзисторы КТ368 можно заменить на КТ316 или ГТ311, вместо КТ347 можно использовать КТ363, ГТ313 или ГТ328. Диоды *V1*, *V2* и *V4* можно заменить на КД521, КД522. Если допустимо снижение максимальной частоты до 20 МГц, то на месте *D1* можно использовать К155ЛА3, а *D2* — К155ТВ1. Отдельные экземпляры этих микросхем допускают работу и на более высоких частотах.

СОДЕРЖАНИЕ

В ПОМОЩЬ РАДИОЛЮБИТЕЛЮ

Выпуск 92

Составитель Борис Глебович Успенский

Заведующий редакцией *А. В. Куценко*
Редактор *М. Е. Орехова*
Художник *В. А. Клочков*
Художественный редактор *Т. А. Хитрова*
Технический редактор *Л. А. Ворон*
Корректор *Л. И. Логункова*

ИБ № 1937

Сдано в набор 29.01.85. Подписано в печать 18.09.85. Г-83809. Формат 84×108 1/32. Бумага типографская № 2. Гарнитура лит. Печать высокая. Усл. п. л. 4,20. Усл. кр.-отт. 4,52. Уч.-изд. л. 4,08. Тираж 950 000 экз. (1-й з-д 1—500 000). Заказ 5—634. Цена 30 к. Изд. № 2/г-352.

Ордена «Знак Почета» издательство ДОСААФ СССР
129110, Москва, Олимпийский просп., 22

Головное предприятие республиканского производственного объединения «Полиграфкнига». 252057, Киев, ул. Довженко, 3.